radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Mit dem 1. Teil des Berichtes von der Leipziger Frühjahrsmesse 1963

PREIS DM 2,00 · 12. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
APRIL 1963 **8**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Lizenz-Nr. 1109 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag

Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichhorndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris

Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung

Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46

Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest

Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14

UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149 Budapest 62

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Titelbild:

Die Fernseh-universalkamera „FUK 2" ist eine Gemeinschafts-entwicklung vom VEB Werk für Fernsehelektronik, dem VEB Carl Zeiss Jena und dem RFZ-Adlershof. Nähere Angaben finden Sie im Messebericht.

Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

Anläßlich der Plauderei „Aus der Steinzeit des Fernsehens" im Heft 24 (1962) erhielt unsere Redaktion Zuschriften von Lesern, die sich genau zu erinnern glaubten, daß es vor dem 2. Weltkrieg in Deutschland bereits ein Fernsehgerät mit der offiziellen Bezeichnung „Volksfernsehempfänger" gab. Aus den Beschreibungen des betr. Gerätes, die uns mitgeteilt wurden, geht aber hervor, daß alle Leser den „Deutschen Einheits-Fernsehempfänger E 1" meinten, der in Gemeinschaftsentwicklung kurz vor Kriegsanfang entstand. Dieses Fernsehgerät enthielt bereits eine Reihe Schaltungsmerkmale, die in unserer heutigen modernen Fernsehtechnik verwendet werden. Dies ist auch wiederholt in unserer Zeitschrift erwähnt worden. Einen „Volksfernsehempfänger" gab es nicht!

*

... Als eifriger Bastler begrüße ich besonders die vorzüglichen Bauanleitungen und vor allem, daß Sie nicht den Anschluß verpaßt und fast sofort nach Auftauchen im Handel auch gute Bauanleitungen für Transistoren bzw. Halbleiter brachten. Bravo, macht weiter so!
Noch ein Lob aber möchte ich in eine andere Richtung senden. Auf der Suche nach Lieferanten von Bauelementen bin ich vor kurzem nach Erfurt in das Geschäft „Radio Quelle" der PGH Elektronik Erfurt gekommen. Was sich hier meinen Augen bot, war ein richtiges Bastlerparadies, jedenfalls für mich als Kleinstädter, der gewöhnlich jeden Teil qualvoll suchen muß. Ein Lob auch der Bedienung, sie war freundlich, aber vor allem auch fachkundig (was ja nicht immer der Fall sein soll). Soweit ich es überblicken konnte, ging das Angebot über Transistoren, Radio- und Fernsehbauteile jeder Art. Jedenfalls, meine Meinung ist: An diesem Geschäft sollte sich mancher ein Beispiel nehmen.

J. B., Nordhausen

*

Ich bitte um die Bekanntgabe der Kapazitätswerte aller Trimmer, der TK-Werte und des Materialaufbaus in einem der nächsten Hefte. Dies würde wohl im Interesse vieler Werktätten und Funkamateure liegen, da so etwas noch in keinem Fachheft bzw. Fachbuch umfassend veröffentlicht wurde.

C. M., Wismar

Ihr Wunsch nach Bekanntgabe der Daten von Trimmerkondensatoren ist zwar völlig berechtigt, nicht zutreffend dagegen Ihre Behauptung, diese seien noch nirgends in der Literatur zusammenfassend veröffentlicht worden. Abgesehen von den Firmenunterlagen des VEB Keramische Werke Hermsdorf, die viele Fachleute besitzen, finden Sie alle wichtigen der gefragten Werte in Springstein: Einführung in die Kurzwellen- und Ultrakurzwellen-Empfänger-Praxis; Fachbuchverlag Leipzig, 1954, S. 434; in Morgenroth: Funktechnische Bauelemente I; Verlag Sport und Technik, Neuenhagen, 1961, S. 99/100 und vermutlich auch noch in anderen Werken. In fernerer Zukunft werden wir diese Daten eventuell auch veröffentlichen, im Moment besteht keine dringende Veranlassung dazu.

*

Mein „Oberon mono" läuft noch in der Garantie. Er zeigt 100-Hz-Einschaltbrumm, das jedoch im warmen Zustand nicht völlig verschwindet. Ich führe das auf eine nicht völlige Kompensation des Magnetfeldes im Ausgangstrafo zurück. Da ich aber einen Kopfkissenlautsprecher benutzen möchte (Brumm-Minimum), habe ich im Sinn, eine zusätzliche Drossel sowie einen zusätzlichen Elko nach der Garantiezeit einzusetzen.
Ist meine Annahme richtig, oder kommen noch andere Ursachen in Betracht?
Dieses 100-Hz-Brummen stellte ich auch bei anderen Empfängern des gleichen Typs fest.

G. G., Lindenthal/Leipzig

Natürlich kommen für das Brummen noch andere Ursachen in Betracht; ihre Annahme für die Brummursache scheint uns etwas weit hergeholt. Wenn es sich tatsächlich um einen 100-Hz-Brumm handelt, kann die Ursache nur in einer ungenügend gesiebten Anodengleichspannung zu suchen sein. Ein zusätzliches LC-Siebglied, wie es Ihnen vorschwebt, müßte den Brumm praktisch beseitigen, richtige Dimensionierung vorausgesetzt. Natürlich ist ein Beseitigen der Ursache des Brummens entschieden vorzuziehen, falls es aus einem Defekt herrührt (Elko?). Ihre Beobachtung, daß auch andere Geräte des gleichen Typs den gleichen Fehler aufweisen, spricht allerdings mehr für eine falsche Dimensionierung. Wir können hierzu nichts sagen, da uns der geschilderte Effekt neu ist.

*

Betr.: Umbau des TV-Empfängers „Rubens" von 30-cm- auf 43-cm-Bildröhre
Im Heft 10 (1960) berichteten Sie auf den Seiten 317/318 über den Umbau des oben angeführten Empfängers. Gleichzeitig wird in dem Artikel auf die Vorzüge eines solchen Umbaus hingewiesen.
Da ich Besitzer eines solchen Gerätes in Allstromausführung bin und jetzt einen solchen Umbau vornehmen lassen möchte, habe ich wiederholt versucht, hierfür einen geeigneten Betrieb ausfindig zu machen, bisher jedoch mit negativem Erfolg. Ist es Ihnen vielleicht möglich, mir für die Durchführung der in Frage kommenden Arbeiten einen Betrieb bzw. Handwerker nachzuweisen?

G. W., Berlin-Oberschöneweide

Unsere Zeitschrift ist für Techniker und Amateure bestimmt. Wir verstehen Ihren vernünftigen Standpunkt, kein Fernsehgerät umzubauen, wenn Sie Ihrer Kenntnisse und Fähigkeiten auf diesem Gebiet nicht sicher sind. Doch wir müssen Sie um Verständnis dafür bitten, daß wir Ihnen keine Werkstätten für Neu- oder Umbauten nachweisen können.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1963

- Meßtechnik und Elektronik
- Kommmerzielle Nachrichtengeräte
- Röhren, Halbleiter und Bauelemente
- Nach dem Aufdampfverfahren hergestellte Hallgeneratoren



▼ **Die erste Videotelefonverbindung Mittelasiens** wurde zwischen Taschkent und Andishan versuchsweise in Betrieb genommen.

▼ **Ein winziger Rundfunkempfänger,** der sich in ein Brillengestell einbauen läßt, wurde in der UdSSR entwickelt. Das Gerät, das einen Mittel- und einen Kurzwellenbereich besitzt, läßt sich durch einen an der Brillenfassung angebrachten Drehknopf einstellen. Zur Stromversorgung dient eine Gnomzelle, wie sie in Schwerhörigengeräten verwendet wird.

▼ **Ein neues ferromagnetisches Material** für Spulenkerne im UKW-Bereich wurde von sowjetischen Technologen entwickelt. Bei seiner Herstellung werden mikroskopische Teilchen aus Karbonyleisen (0,5···3 μm ∅) mit einer dünnen Weichglasschicht versehen und mit einem geeigneten Phenoplast gebunden. Das neue Material hat in einem breiten Temperaturbereich bei Frequenzen von 50···250 MHz ausgezeichnete Eigenschaften.

▼ **Die von armenischen Spezialisten konstruierte Elektronenrechenmaschine „Rasdan 2"** wurde jetzt in Serienproduktion genommen. Gleichzeitig wurde mit dem Bau eines weiteren Betriebes für den Bau elektronischer Anlagen begonnen; das vor einigen Jahren in Armenien errichtete Forschungsinstitut für Rechenmaschinen gehört zu den größten Forschungsinstituten der Sowjetunion auf diesem Gebiet.

▼ **Einen neuen Präzisionsoszillografen** zur Untersuchung komplizierter Schwingungsvorgänge kündigt die englische Firma Marconi an. Das Gerät hat einen Frequenzbereich von 0 bis 33 MHz bei einer Empfindlichkeit von 50 mV/cm. Drei einsteckbare Verstärker für Einstrahlbetrieb, Zweistrahlbetrieb und Fernsehdifferentialanzeige passen die Y-Eingangsschaltung an fast alle möglichen Anforderungen an.

▼ **Das erste bulgarische Halbleiterwerk** wird zur Zeit in der bulgarischen Stadt Botewgrad aufgebaut.

▼ **Die Produktion radioaktiver Isotope** im Zentralinstitut für Kernphysik in Rossendorf bei Dresden wird in diesem Jahr entsprechend den Anforderungen aus Industrie, Wissenschaft und Landwirtschaft um etwa 100% gesteigert werden. Der Einsatz radioaktiver Isotope in den Industriebetrieben könnte aber noch wesentlich erweitert werden. Die DDR zählt heute bereits zu den führenden Ländern auf dem Gebiet der Isotopenproduktion und liegt innerhalb des sozialistischen Lagers hinter der Sowjetunion an zweiter Stelle. Im Vorjahr wurden etwa 60% der Isotopenproduktion exportiert.

▼ **Die Blutfraktionierung im elektrostatischen Feld** entwickelte ein sowjetischer Wissenschaftler. Dabei sammeln sich in Glasgefäßen mit nichtmetallischen Elektroden an der Katode die weißen und an der Anode die roten Blutkörperchen. Es ist auch möglich, das Blutplasma abzuscheiden, das im elektrischen Feld eine andere Geschwindigkeit als die Blutkörperchen hat.

▼ **Ein sehr kleines und kompaktes Radargerät** für kleine Schiffe wurde von der amerikanischen Firma Apelco unter der Bezeichnung ADR-7 herausgebracht. Das Gerät hat folgende Meßbereiche: 0,5 — 2 — 6 — 12 Meilen. Die Auflösung beträgt etwa 30 Meter bei Entfernungen von 0,5 Meilen. Besonders erwähnenswert ist, daß der Mikrowellenteil unmittelbar an der Antenne sitzt. Dadurch entfallen alle (äußeren) Wellenleiter. Das Gerät besteht nur aus drei durch Vielfachleitungen verbundene Einheiten (Antenne, Sichtgerät, Netzteil). Als Anzeigeröhre dient ein 17-cm-Typ.

▼ **Über die internationale Spezialisierung bei Empfängerröhren** berichtete der Stellvertretende Generaldirektor der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik, Erwin Neuwirth. Er teilte mit, daß im Vorjahr die Produktion von Empfängerröhren gemeinsam mit der Volksrepublik Polen und der ČSSR spezialisiert wurde. Das Ergebnis war eine beträchtliche Steigerung der Arbeitsproduktivität und ein außerplanmäßiger Gewinn im ersten Jahr von 3,7 Mill. DM.

Gefährliche Strahlen

In Fortsetzung unserer Notiz: „Ein zweiter amerikanischer Strahlengürtel" [Heft 7 (1963) S. 194]: Der bekannte amerikanische Strahlenforscher Dr. James Van Allen erklärte auf einer Pressekonferenz in Washington Anfang März dieses Jahres, daß er sich in bezug auf die Auswirkungen der US-amerikanischen Wasserstoffbomben-Explosionen im Weltraum geirrt hätte. Er hatte ursprünglich angenommen, daß die durch diese Explosionen erzeugte künstliche Strahlung in etwa einem Jahr abgeklungen sein würde. Auf Grund der Beobachtungsergebnisse des Satelliten Explorer 15, der zur Untersuchung des neuen künstlichen Strahlengürtels gestartet worden war, sowie der Ergebnisse von anderen Satelliten, sei er jetzt zu der Ansicht gekommen, ein wesentlicher Teil der künstlichen Strahlung würde etwa zehn Jahre bestehen bleiben. Die Strahlung werde die Durchführung wichtiger wissenschaftlicher Experimente stören und außerdem das Risiko bemannter Raumflüge wesentlich erhöhen.
Im House of Commons in London stellte Premierminister Macmillan fest, daß die Warnungen von Prof. Sir Bernard Lovell vor den amerikanischen nuklearen Weltraumexplosionen vollständig gerechtfertigt gewesen waren. r a d i o u n d f e r n s e h e n hatte die Äußerungen des englischen Wissenschaftlers im Heft 13 (1962) S. 394 veröffentlicht.

Automatische Einrichtungen der ČSSR

Im Institut für Mechanisierung und Automatisierung in Nové Mesto n. V. wurde die automatische Einrichtung „PVS" für das Spritzen von Widerstandsbahnen für Potentiometer entwickelt. Die Preßteile gelangen aus einem Vorratsbehälter unter die Spritzeinrichtung, wo sie über eine Schablone mit der Widerstandsmasse bespritzt werden. Nach dem Spritzen werden die Teile in einem Tunnel durch Infrarotlampen getrocknet.
Die automatische Einrichtung, die von nur einem Arbeiter bedient wird, besitzt eine gute Lüftung. Die Leistungsaufnahme beträgt 7 kW, der Druckluftverbrauch 1,6 m³/min. Die Produktivität beträgt 1390 Stück/Stunde.
Im Betrieb Tesla Přelouč wurde eine Einrichtung zum Bestücken von Trägerplatten und Abschneiden der Drahtenden von Bauelementen entwickelt. Die Bauelemente werden in eine Schablone eingesteckt, und nachdem sich die Vorrichtung schließt, werden alle Drahtenden gleichzeitig abgeschnitten und umgebogen.
Dieser Arbeitsvorgang dauert nur 0,6 Minuten entgegen 3,96 Minuten beim Abschneiden und Umbiegen mit der Hand — die Produktivität erhöht sich also 6,6mal. Außerdem entfällt die anstrengende körperliche Arbeit, die mit dem Abschneiden der einzelnen Drahtenden verbunden war.

Rechenanlage in Kleinst- und Großformat

Elektronische Rechenanlagen werden nicht nur in Großformat hergestellt, sondern sind neuerdings auch in Kleinformaten entwickelt worden. Eine solche Rechenanlage im Kleinstformat mit den Leistungswerten großer Datenverarbeitungssysteme ist die von Remington Rand (Großbritannien, Westdeutschland) hergestellte Anlage „Univac 1824", die nach Angaben des Werkes nur 9,5 kp wiegt. Als Besonderheit an dieser Anlage wird der bedeutende Fortschritt in der Mikromodultechnik genannt, der hierbei erreicht wurde. Das Gerät setzt sich aus Mikrobauteilen, sogenannten „Chips", zusammen, die die herkömmlichen Schaltkreise ersetzen. Durch wesentlich vereinfachte elektrische Verbindungen werden 90% der Verdrahtung eingespart, 256 „Chips" sind zu einem Modul zusammengesetzt. Das Gerät besitzt einen Dünnschichtspeicher und hat eine Speicherkapazität bis zu mehr als 14 000 Wörtern. Demgegenüber stehen Großrechenanlagen vom Univac-Typ, für die neuentwickelte Speicher ein Fassungsvermögen von mehr als 64 Mill. alphanumerische Zeichen aufweisen. Durch Zusammenfassung mehrerer Speicher läßt sich diese Kapazität bis auf 6 Mrd. Stellen steigern.

Aus der medizinischen Elektronik

Die Herz-Fibrillation kann die primäre Ursache des Herzstillstandes und Todes bei Unfällen durch elektrischen Strom sein. Bei ihr kommt es zu asynchronen Kontraktionen der Fasern der Herzmuskeln, dadurch hört der Puls auf, der Blutkreislauf kommt zum Erliegen, und es machen sich dabei Sauerstoffmangel und Veränderungen in den Ganglien der Hirnrinde bemerkbar. Am Ende tritt der klinische Tod ein. Der Heilvorgang, mit dem die asynchronen Kontraktionen zu Synchronen umgewandelt werden können, wird als Defibrillation, die dazu notwendigen elektrischen Geräte als Defibrillatoren bezeichnet. Für eine Defibrillation bei geschlossenem Brustkorb (kein operativer Eingriff) werden entweder netzfrequente 0,25-s-Wechselspannungsimpulse von 440···900 V oder Millisekunden andauernde Kondensatorentladungen über einen induktiven Widerstand (3000···5000 V) angewendet.
Im Institut für klinische und experimentelle Chirurgie in Prag wurde ein halbleiterbestückter batteriegespeister Defibrillator nach der Methode der Kondensatorentladungen gebaut. Das Gerät enthält einen 7000-Hz-Gegentakttransverter, eine Kondensatorbatterie 800 μF/1000 V und Schaltungskreise für das automatische Nachladen der Kondensatorbatterie. Die Entladungen aus der Kondensatorbatterie werden über einen Starkstromschalter (max. Belastung 400 A) an einen Impulsautotransformator mit einem 1:6-Übersetzungsverhältnis gelegt. Der Vorteil dieser Lösung liegt in den niedrigen im Geräteinneren verwendeten Wechselspannungen.
Die Aufladedauer der Kondensatorbatterie des Defibrillators beträgt auf volle Spannung 30 s und auf halbe Spannung 14 s. Die Spannung der Kondensatorbatterie kann in zehn Stufen bis 1000 V geregelt werden. Das Gerät wird mit einer 12-V-AgZn-Akkubatterie gespeist und sein Gewicht beträgt 14 kp.

Wir hoffen, daß Sie, liebe Leser, Ihre Versuche, Glimmlampen-Dosisleistungsmesser vom VEB (K) LIPRATOM [Heft 7 (1963) S. 218] zu erhalten, nicht allzu sehr ausgedehnt haben. Dieser bemerkenswerte Betrieb produziert nämlich nur an einem Tag des Jahres, und zwar am 1. April, in der Zeit von 11.60 Uhr bis mittags. Wir bitten auch die angesprochenen Amateure, die Hoffnung, die Zeitschrift Nukleartechnik zu erhalten, aufzugeben . . .

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

12. JAHRGANG · 2. APRILHEFT **8** 1963

LEIPZIGER FRÜHJAHRSMESSE 1963



Unsere Leser, die die im vorliegenden und im nächsten Heft veröffentlichten Messeberichte studieren, werden mit uns der gleichen Meinung sein, daß das Richtfunkgerät RVG 958 von Rafena, der AM-FM-Meßgenerator 2039 vom Funkwerk Erfurt, der Frequenzmesser FZ 301 und das Fehlerortungsgerät FOG 501 des Funkwerks Dresden — um nur einige der dieses Jahr an Zahl und Qualität besonders eindrucksvollen Neuentwicklungen zu nennen — durchaus Geräte sind, mit denen wir uns sehen lassen können. Auch auf dem Gebiet der Unterhaltungselektronik — um dieses umstrittene, aber bequeme Wort einmal zu gebrauchen — gab es interessante Neuheiten. Mit den TV-Empfängern „Stadion" und „Turnier" von Rafena liegt die Standardreihe der Fernsehempfänger, so wie ursprünglich geplant, endlich vollständig vor; während die Fernsehgerätewerke Staßfurt beweisen, wie man mit einem einheitlichen Chassis durch den Einbau verschiedener technischer Varianten — darunter auch Allstrom — verschiedenartige Geräte anbieten kann. Sie weisen also zum wiederholten Male praktisch nach, daß Standardisierung und Uniformierung voneinander verschieden sind. Ohne Zweifel boten wir unseren ausländischen Freunden und Handelspartnern dieses Jahr ein recht interessantes Bild, das durch die neuartige Repräsentierung in Halle 17 noch wirksam verstärkt wurde und das Interesse an unserem Industriezweig im Ausland noch verstärken sollte.

Aber darüber hinaus besaß die Frühjahrsmesse 1963 auf dem Gebiet der Elektronik eine neue Qualität. Sie zeigte sich in Exponaten und Erzeugnissen, die in besonderem Maße unseren Notwendigkeiten entsprechen oder aber nach der Art ihrer Entstehung Merkmale unserer sozialistischen Produktionsverhältnisse aufweisen. Wir fordern z. B. seit langem wissenschaftliche Technologie und Klein- und Kleinstbausteine. Nun: Auf dieser Messe wurden drei Bausteine ausgestellt — davon zwei zum ersten Mal — deren Anwendung die technologisch einwandfreie Lösung verschiedenartiger Probleme ermöglicht: die Translogbausteine des EAW Treptow, die Kompaktbausteine des Funkwerks Dresden und die Mikromodulbausteine der Keramischen Werke Hermsdorf. Wir brauchen dringend eine Steigerung der Arbeitsproduktivität und Verbesserung der Fertigungsqualität: Die vollautomatische Widerstandsfertigungsstraße des VEB Elektromat Dresden steigert die Fertigungsqualität mindestens um das Siebenfache und die Arbeitsproduktivität ebenfalls um ein vielfaches.

Der wissenschaftliche Fortschritt stellt die Organisatoren und Planer der wissenschaftlich-technischen Arbeit in allen Ländern und gesellschaftlichen Systemen vor das gleiche Problem: Einerseits erfordert die Durchdringung eines bestimmten Gebietes immer weitergehende Spezialisierung, andererseits macht die Lösung eines bestimmten technisch-wissenschaftlichen Problems im allgemeinen die Einbeziehung immer mehr wissenschaftlicher Fachrichtungen notwendig. Man denke z. B. an Halbleiterprobleme, deren Kompliziertheit eine immer weitergehende Spezialisierung erfordert, die aber andererseits in die Atomphysik, in die Chemie, in die Metallurgie, in die Vakuumtechnik, in die Feinmechanik usw. hineinspielen, ganz abgesehen von der Elektrotechnik. Dieser Widerspruch zwischen notwendiger Spezialisierung und Breitbandproblematik wächst mit dem wissenschaftlichen Fortschritt: Was auf Transistoren zutrifft, gilt erst recht für die Molekularelektronik. Die optimale Lösung dieses Problems ist nur unter sozialistischen Produktionsverhältnissen möglich in der einen oder der anderen Form der sozialistischen Gemeinschaftsarbeit (das in den kapitalistischen hochindustrialisierten Ländern praktizierte teamwork ist deswegen keine optimale Lösung, weil es nur in den seltensten Fällen die vom Konzern gesetzten Grenzen zu überschreiten vermag). Daher ist die auf der Messe ausgestellte Video-Meßeinrichtung so wichtig und interessant: Sie ist in sozialistischer Gemeinschaftsarbeit zwischen dem Funkwerk Köpenick, dem Werk für Fernmeldewesen Berlin, dem Funkwerk Erfurt und dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt der Deutschen Post entstanden. Eine solche Gemeinschaftsarbeit ist etwas grundsätzlich Neues, sie wäre noch vor wenigen Jahren auch bei uns nicht möglich gewesen. Sie ist der konkrete Ausdruck unserer sozialistischen Produktionsverhältnisse. Und wie zu erwarten war, führte die neue Qualität der Arbeit zu einer neuen Qualität der Technik, einfach deshalb, weil die einzelnen Einschübe dieser Meßeinrichtung von Werken entwickelt und hergestellt wurden, die auf dem betreffenden Gebiet Spezialisten sind. So leisten wir in der DDR auch auf dem Gebiet der Organisation und Planung der Forschung und Entwicklung Pionierarbeit, die eines Tages ganz Deutschland zugute kommen wird.

Schäffer

● Der VEB RAFENA WERKE, RADEBERG stellte den bereits lang erwarteten TV-Empfänger „Stadion" erstmalig aus. Als weitere Neuheit wurde das TV-Gerät „Turnier", ein Gerät der unteren Preisklasse, vorgestellt. Beide Geräte entsprechen den Empfehlungen für Standard-Fernsehempfänger.

„Stadion", mit einer 53-cm-Bildröhre 110°-Ablenkung, besitzt eine Reihe Automatikfunktionen, wie sie bei Spitzengeräten im internationalen Maßstab charakteristisch sind.

Die Automatikfunktionen, wie elektronischstabilisierte Oszillatorstromversorgung, automatische Scharfabstimmung, automatischer Zeilenfang, Bildgrößenstabilisierung, Störbegrenzung, getrennte Intercarriertongewinnung sowie ein Kaskodentuner mit Spanngitterröhre und ein hochselektiver ZF-Verstärker, ergeben eine hohe Empfangsleistung, Betriebssicherheit und Bildgüte.

Die angewandte neue Technik wird als „Stadiomatik" besonders hervorgehoben. Neu ist auch die Linearskala zur Anzeige des eingestellten UHF- oder VHF-Kanales. Zur Zeit ist der Empfänger UHF-vorbereitet und besitzt neben Anschluß für Fernregler auch Buchsen zum Anschluß eines Zweitlautsprechers. Die Tonabstrahlung geschieht durch einen Front- und einen Seitenlautsprecher. Höhen- und Tiefenregler sind stetig regelbar.

Neben der Bildröhre ist ein Zierstreifen angeordnet, der die wichtigsten Einstellorgane erhält. Hierzu gehören die Einschaltdrucktaste, die Taste zur Umschaltung auf UHF, Kontrast- und Lautstärkeregler, sowie die Betriebsanzeige.

Weitere Einstellungen, wie Helligkeitsregler, Bildfrequenzregler, Scharfzeichner und Tonblende, die abschaltbare Feineinstellung und der Kanalwähler, sind an der Seite angebracht.

Zur Erleichterung des Kundendienstes kann das Chassis nach Abnahme der Rückwand herausgeklappt werden.

Technische Daten

Netzspannung: 220 V 50 Hz; Leistungsaufnahme: etwa 185 W; Antennenanschluß: 240-Ω-Bandkabel; Empfindlichkeit: ≦200 µV für 20 dB Rauschabstand; eingebaute Lautsprecher: 1 Konzertlautsprecher, 1 Hochtonlautsprecher; Röhrenbestückung: PCC 88, 4×EF 80, 1×EF 184, 3×PCF 82, PCC 85, PC 96, PCL 84, 2×PL 84, 2×ECC 82, PCL 82, PL 36, EAA 91, ECC 83, DY 86, PY 88, B 53 G 1; Größe: Breite 625 mm, Höhe 507 mm, Tiefe 445 mm; Gewicht: etwa 30 kp.

Im Empfangsteil des „Turnier" besteht eine weitgehende Übereinstimmung mit „Stadion". Das Gerät besitzt eine 43-cm-Bildröhre 110°-Ablenkung, getastete Regelung, phasensynchronisierter Horizontalsperrschwinger, Bildgrößen- und Hochspannungsstabilisierung.

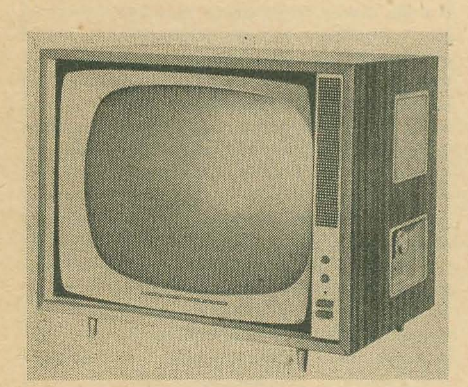
Der Begleitton wird durch einen Konzertlautsprecher nach der Seite abgestrahlt. Der Empfänger besitzt einen durchstimmbaren Tuner mit Spanngitterröhre, gedruckte Schaltung und standardisierten Aufbau und ist ebenfalls für UHF vorbereitet. Das schwenkbare Chassis erleichtert den Servicedienst.

Die wichtigsten Einstellregler, Kanaleinstellung, Lautstärke sowie die Netztaste und Umschalttaste für UHF sind asymmetrisch zum Bildschirm auf der Zierblende angeordnet. Der Begleitton wird durch einen Breitbandlautsprecher nach der Seite abgestrahlt.

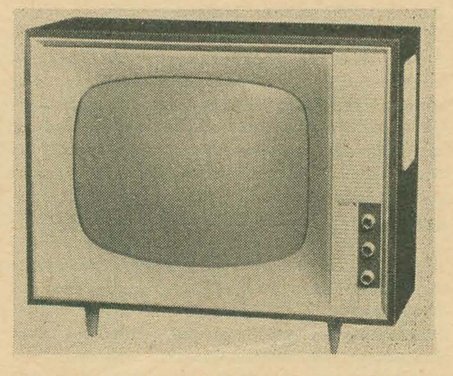
Technische Daten

Netzspannung: 220 V 50 Hz; Leistungsaufnahme: etwa 180 W; Antennenanschluß: 240-Ω-Bandkabel; Empfindlichkeit: ≦280 µV bei 20 dB Rauschabstand; Tonausgangsleistung: 3 W bei 20% Klirrfaktor; Lautsprecher: 1 Breitbandlautsprecher; Röhrenbestückung: PC 88, 4× EF 80, PCL 82, PCL 84, 2×ECC 82, ECC 813, PL 84, PL 36, PY 88, PY 86, B 43 G 2; Abmessung: Breite 550 mm, Höhe 447 mm, Tiefe 366 mm; Gewicht: etwa 1,5 kp.

Ebenfalls ausgestellt waren die TV-Empfänger „Start 3 A" und „Start 103 A", wobei sich allerdings gegenüber den Typen „Start 2 A" und „Start 102 A" die äußere Form und Gehäuseausstattung vorteilhaft geändert haben.



TV-Empfänger „Stadion", VEB Rafena Werke

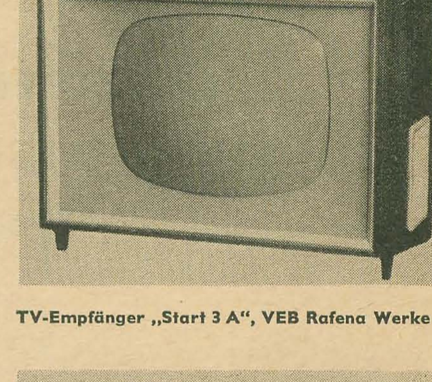


TV-Empfänger „Turnier", VEB Rafena Werke

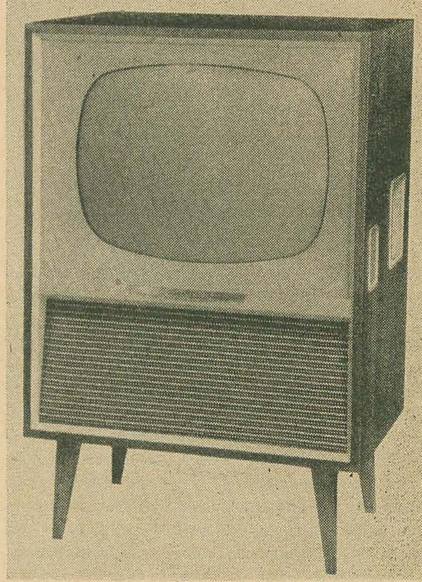
● Zwei bereits im Handel erhältliche neue TV-Geräte zeigte der VEB FERNSEHGERÄTEWERKE STASSFURT. Der TV-Empfänger „Sibylle", Typenbezeichnung 53 A TG 104, ist ein Empfänger der mittleren Preisklasse mit einer 53-cm-Bildröhre, 110°-Ablenkung und einer modernen asymmetrischen Gehäuseform. Seine Besonderheiten sind: Durchstimmbarer Gitterbasistuner, UHF-vorbereitet, hohe Nachbarkanalselektion durch vier Bandfilter, automatische und störunabhängige Ausregelung von Feldstärkeschwankungen durch getastete Regelung, Schwarzwertkorrektur bei der Kontrastregelung, kontrastunabhängige Helligkeitsregelung, Magisches Band zur Abstimmanzeige beim Fernsehempfang, Bildbreiten- und Bildhöhenstabilisierung, Vertikalchassis, Gedruckte Verdrahtung.

Technische Daten

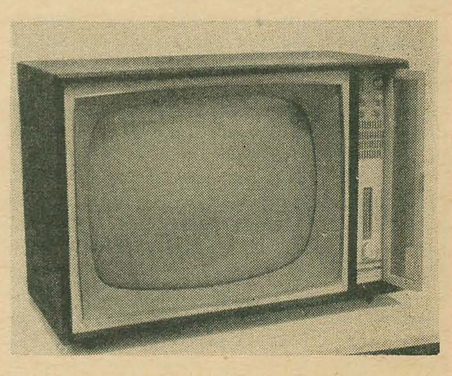
Netzspannung: 220 V 50 Hz; Leistungsaufnahme: etwa 180 VA; Antennenanschluß: VHF (UHF) = 240 Ω; Empfindlichkeit: ≦100 µV; Lautsprecher: 1 permanent-dynamischer Breitbandlautsprecher 3 W, 1 permanent-dynamischer Hochtonlautsprecher 1,5 W; Tastenschalter: Ein-Aus, VHF-UHF, Sprache-Musik; Bildkorrektur: schaltbar auf Fern-



TV-Empfänger „Start 3 A", VEB Rafena Werke



TV-Empfänger „Start 103 A", VEB Rafena Werke



TV-Gerät „Sibylle", VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Weich-Scharf; Anschluß für Fernbedienung und Außenlautsprecher; Röhrenbestückung: PC 96, 3×PCF 82, 5×EF 80, PCL 84, PABC 80, 2×PL 84, ECC 82, PL 36, PY 88, DY 86, PM 84, B 53 G 1; Abmessungen: Breite 693 mm, Höhe 492 mm, Tiefe 360 mm; Gewicht: etwa 38 kp.

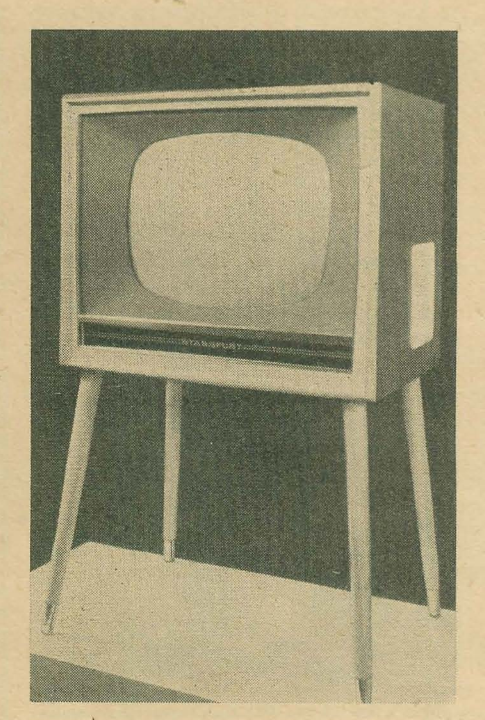
Ein Gerät der unteren Preisklasse ist der TV-Empfänger „Marion" mit der Typenbezeichnung 43 TS 501 GW. Der Empfänger, der sowohl als Tisch- wie auch als Standgerät geliefert wird, entspricht in seinen Besonderheiten und wichtigsten technischen Daten dem TV-Empfänger „Sibylle". Er ist auf Gleich- und Wechselstromanschluß (220 V) umschaltbar und besitzt eine 43-cm-Bildröhre mit 110°-Ablenkung. Die Gehäuseform ist symmetrisch. Der Ton wird durch einen 3-W-Lautsprecher zur Seite abgestrahlt. Der durchstimmbare Kanalwähler sowie die Regel- und Stellmöglichkeiten Netz, Lautstärke, Kontrast, Helligkeit, Horizontal- und Vertikalsynchronisierung sind ebenfalls von der Seite zugängig.

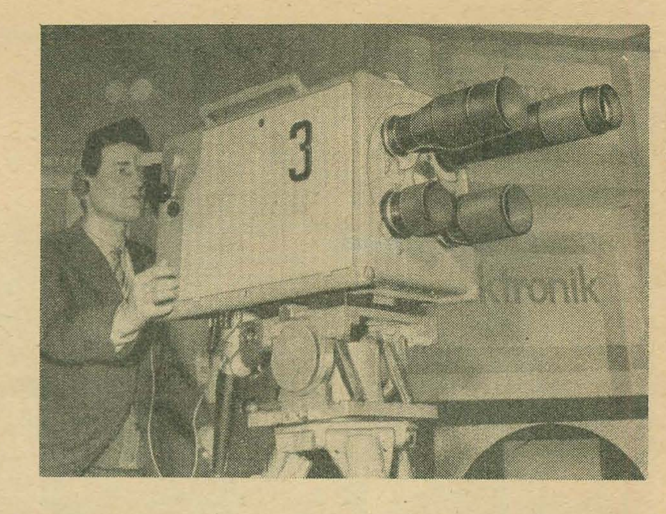
Technische Daten

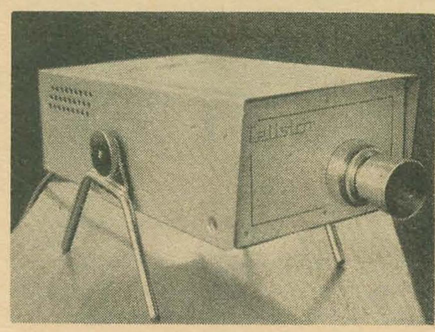
Leistungsaufnahme: Wechselstrom etwa 180 VA, Gleichstrom etwa 145 VA; Röhrenbestückung: PC 96, 3×PCF 82, 4×EF 80, PCL 84, PABC 80, 2×PL 84, ECC 82, PL 36, PY 88, DY 86, B 43 G 2; Abmessungen: Breite 558 mm, Höhe 940 mm, Tiefe 368 mm; Gewicht: etwa 34,5 kp.

● Auf dem Stand des VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK wurde als Neuentwicklung die Fernsehuniversalkamera „FUK 2" gezeigt. Diese Kamera ist eine Gemeinschaftsentwicklung vom VEB Werk für Fernsehelektronik, dem VEB Carl Zeiss Jena und dem RFZ-Adlershof. Sie eignet sich für Studio- und Reportageeinsatz und wird in dem ebenfalls neu entwickelten Übertragungszug FZ 18 eingesetzt. In der Kamera ist das Superorthikon F 7,5 M 2, eine neue Fernsehbildaufnahmeröhre, eingebaut. Die Verstärkerröhren der Kamera sind die Langlebensdauerröhren EL 861, EF 860 und ECC 865. Ein eingebautes Lichtstromfilter erlaubt eine Kontrastbereichsabminderung im Verhältnis 1 : 1000. Zu der Kamera gehört ein ebenfalls neu entwickeltes Bildgeberkontrollpult BK 3. Das Bildgeberkontrollpult BK 3 besteht aus dem Bildgeberbediengerät BB 5, dem Bildkontrollempfänger BKE 1-1, dem Fernsehpegeloszillografen KO 223 und dem Meßstellenwahlschalter MSW 1. Die Breite des Bildgeberkontrollpultes beträgt: Breite 548 mm, Tiefe 725 mm und Höhe 1450 mm. Gewicht: etwa 180 kp.

Der neu entwickelte Bildgeberkontrollempfänger BKE 2 ist mit der Bildwiedergaberöhre B 43 M 2 ausgestattet und dient zur Beurteilung von Fernsehbildern.


TV-Gerät „Marion", VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

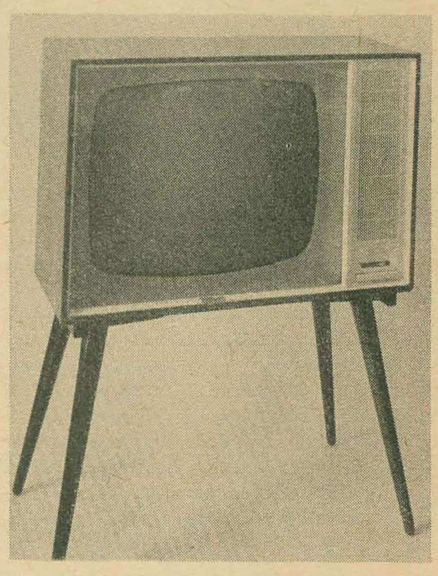

Fernsehuniversalkamera „FUK 2", VEB Werk für Fernsehelektronik


Fernsehkamera „Telistor", VEB Werk für Fernmeldewesen ▼

● Die Fernsehkamera „Telistor" TFK 100, eine Weiterentwicklung auf dem Gebiete des industriellen Fernsehens, wurde vom VEB WERK FÜR FERNMELDEWESEN ausgestellt. Die bedeutendsten Eigenschaften der transistorisierten Kamera sind die geringen Abmessungen, das geringe Gewicht, die geringe Leistungsaufnahme und die geschmackvolle äußere Gestaltung. Sie ist nicht für den Einsatz im Freien oder für robusten Betrieb gedacht. Ihr Anwendungszweck erstreckt sich auf Lagerräume, Labors, Schulen, private Haushalte und in der Medizin. Für die Wiedergabe des aufgenommenen Bildes eignet sich jeder beliebige Fernsehempfänger. Es sind keine weiteren Zusatzgeräte erforderlich.

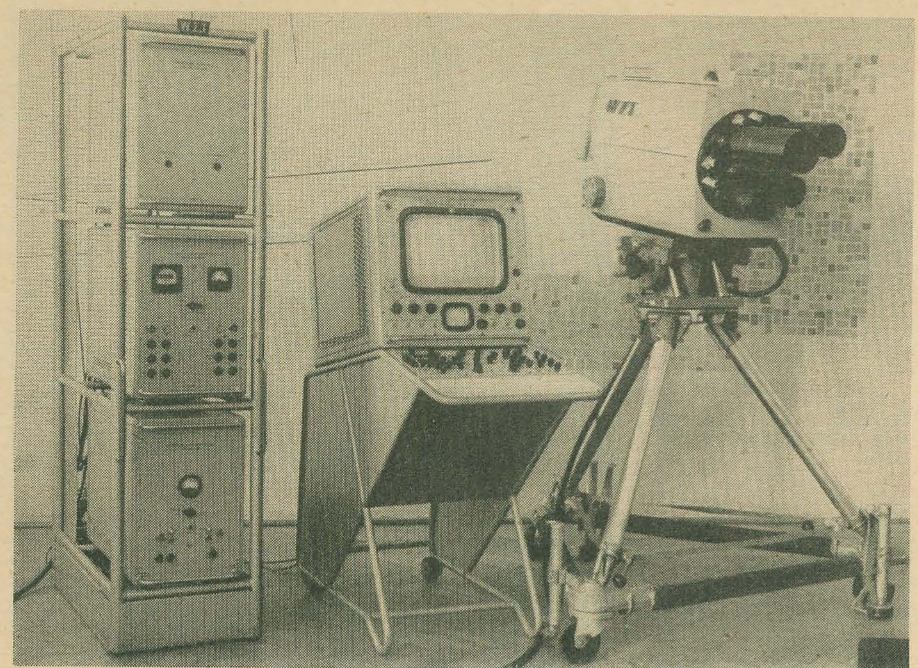
Technische Daten

Beleuchtungsbedarf: 200 ··· 800 Lux; Trägerfrequenz des Ausgangssignals 55,25 MHz (Band I Kanal 3); Auflösung: Vertikal ≧300 Zeilen, Horizontal ≧300 Zeilen; Stromversorgung: 220 V 50 Hz; Leistungsaufnahme 35 VA; Ausgänge: 1 Videoausgang, 1 HF-Ausgang; Abmessung: 355×200×130 mm; Gewicht: 5 kp.


TV-Empfänger „AT 650", Ungarische Volksrepublik

● Die UNGARISCHE VOLKSREPUBLIK stellte als Neuheit den TV-Empfänger „AT 650" aus. Dieser Empfänger ist ein 12-Kanal-Gerät mit gedruckter Schaltung, 19 Röhren und einer 59-cm-Bildröhre mit 110°-Ablenkung. Möglichkeiten zum Fernsehempfang im Band IV und V sind nach Einbau des entsprechenden Tuners möglich. Der Empfänger kann als Tisch- oder als Standgerät benutzt werden; die entsprechenden Füße sind abschraubbar. Die Gehäusegestaltung ist asymmetrisch. Die vertikal angeordnete und mit gedruckter Schaltung versehene Grundplatte und die gewölbte Rückwand vermindern die Gehäusetiefe auf 28 cm. Der eingebaute dynamische Ovallautsprecher ist neben der Bildröhre im vorderen Raum untergebracht. Ebenfalls auf der Vorderseite sind sämtliche zur Bedienung erforderlichen Schalter und Regler angeordnet. Ein Fernbedienungsanschluß ist vorgesehen. Das Gerät ist mit einer automatischen Scharfabstimmung ausgerüstet. Die Regelung der Klangfarbe erfolgt mittels Drucktastenschaltung. Ein Potentiometer ermöglicht zusätzlich eine kontinuierliche Regelung.



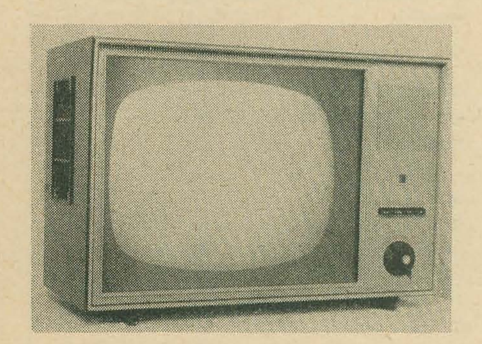


Fernsehkamerazug Typ KS-0011, Volksrepublik Polen

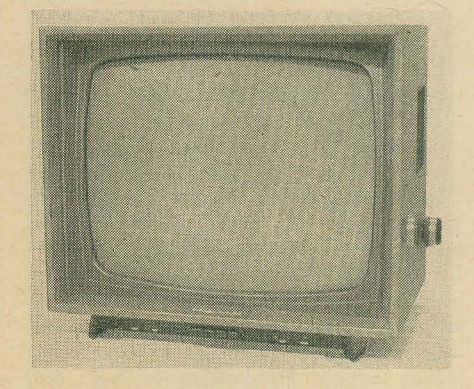
● Die VOLKSREPUBLIK POLEN zeigte auf ihrem Stand das moderne TV-Gerät „Koral". Dieses in seiner Gehäusegestaltung ebenfalls asymmetrische Gerät besitzt eine 43-cm-Bildröhre 110°-Ablenkung, 2 Lautsprecher und 19 Röhren. Die eingebaute Bildgrößenautomatik regelt die Bildgröße im Bereich von 190 ··· 230 V. Weiterhin besitzt das Gerät eine empfindliche Kontrastautomatik und eine Raumlichtautomatik, die die Bildhelligkeit automatisch der Umgebungshelligkeit anpaßt. Es sind 12 Kanäle für Band I und III vorgesehen. Das herausklappbare Chassis mit der gedruckten Schaltung erleichtert den Service. Die Eingangsschaltung (Kaskode) arbeitet mit den Röhren PCC 88 und PCF 82.

Ein ebenfalls neues polnisches Erzeugnis ist der Fernsehkamerazug vom Typ KS-0011. Zu diesem Kamerazug gehören die Kamera, das Kamerasteuergerät, das Fernbedienungspult, das Netzgerät und ein Bildmonitor. Die Kamera besitzt eine Superorthikonbildaufnahmeröhre und kann sowohl im Fernsehstudio wie auch bei Fernsehreportagen eingesetzt werden. Sie besitzt vier Objektive, deren Blenden vom Bedienungspult aus ferngesteuert werden können. Für die Aufnahmeröhre sind die thermischen Bedingungen durch ein spezielles Luftsystem stabilisiert, so daß die Kamera von —15 °C bis +15 °C eingesetzt werden kann. Der Kamerazug arbeitet mit 625 Zeilen (OIRT und CCIR). In der Kamera befindet sich ein Bildumlaufsystem. Die maximale Länge des Kamerakabels beträgt 300 m. Die meisten Steuerungen und Regelungen erfolgen vom Fernbedienungspult. Alle Geräte sind in standardisierten Gehäusen ausgeführt und sind tragbar.

Weitere Neuheiten bei den polnischen Messeexponaten waren der Studiobildmonitor vom Typ MS-1701 und der Testbildgenerator vom Typ GT-0001. Im Studiobildmonitor wurde eine Bildröhre vom Typ AW 43-80 verwendet. Die horizontale Bildauflösung beträgt in der Mitte 600 Zeilen und in den Ecken 500 Zeilen. Die geometrischen Verzerrungen sind <6%. Sämtliche Geräte sind mit Langlebensdauerröhren ausgestattet.



TV-Empfänger „Koral", Volksrepublik Polen



TV-Empfänger „23 RR 850", Föderative Volksrepublik Jugoslawien

● Die ČSSR stellte auf dem Gebiet des Fernsehens keine Neuheiten aus. Sie zeigte lediglich den schon bekannten TV-Empfänger „Azurit" mit geänderten Gehäuseformen. Hierbei trägt der TV-Empfänger mit einer 43-cm-Bildröhre den Namen „Carmen" und der TV-Empfänger mit der 53-cm-Bildröhre den Namen „Jantan".

● Die FÖDERATIVE VOLKSREPUBLIK JUGOSLAWIEN überraschte mit einem TV-Empfänger in moderner Linienführung und einer 59-cm-Bildröhre 110°-Ablenkung. Das Gerät „23 RR 850" besitzt 20 Röhren und hat eine automatische Horizontal- und Vertikalsteuerung sowie eine automatische Verstärkungs- und Hochspannungsregelung. Ein Anschluß für Fernsteuerung ist vorgesehen. Durch den Kanalwähler sind 10 Kanäle nach der CCIR-Norm einstellbar. Einbaumöglichkeiten für die Vorrichtungen zum UHF-Empfang sind vorgesehen. Die Gehäusemaße betragen 694 × 490 × 404 mm.

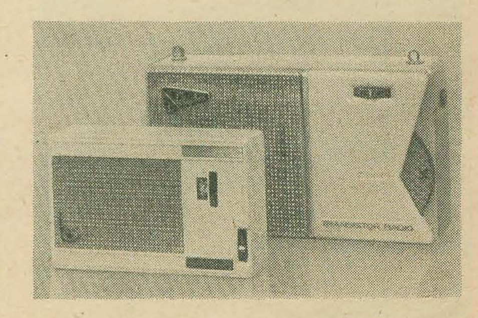
● Auf dem Kollektivstand der VOLKSREPUBLIK BULGARIEN wurde der TV-Empfänger „Opera 3" gezeigt. Das Gerät besitzt ein geschmackvolles, aber konservatives Gehäuse. Es arbeitet nach dem Intercarrierverfahren und besitzt automatische Verstärkungsregelung, automatische Helligkeitsregelung und weitere moderne Schaltungseinzelheiten. Die Empfindlichkeit ist $\leq 100\ \mu$V. „Opera 3" arbeitet im Band I und III nach der OIRT-Norm. Die Leistungsaufnahme beträgt 150 W, der Netzanschluß 220 V 50 Hz.

● TV-Empfänger in supermodernen Gehäusen zeigten die VEREINIGTE ARABISCHE REPUBLIK (59-cm-Bildröhre 110°-Ablenkung) und die japanische Firma HAYAKAWA ELECTRIC CO., LTD (Kleinstempfänger). Nähere Angaben waren jedoch nicht zu erhalten.

RADIO

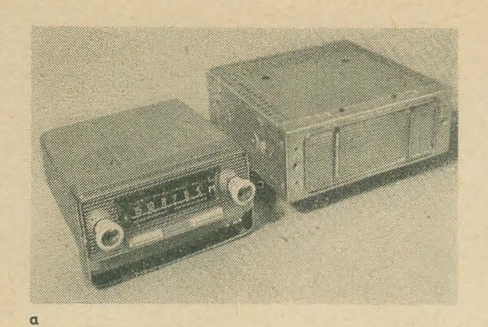
Der Schwerpunkt bei der Berichterstattung über das Rundfunkempfängerangebot zur diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse liegt bei der Gehäusegestaltung. Wie sich die Formen veränderten und welche verschiedenartigen Lösungen man fand, zeigen wir Ihnen im folgenden. Aber beginnen wir mit den beiden interessantesten Neuentwicklungen, die im Städtischen Kaufhaus gezeigt wurden.

● Der VEB STERN-RADIO BERLIN zeigte ein vielseitiges Programm an Koffer- und Taschenempfänger. Es reichte vom „stern 4", dessen Produktion Stern-Radio Berlin von Stern-Radio Rochlitz übernimmt, bis zu dem neuesten, kleinsten Modell, dem Taschenempfänger Mikki. Mit seinen Abmessungen 100 × 60 × 27 mm und einem Gewicht von etwa 170 p ist „Mikki" der bisher kleinste Rundfunkempfänger der DDR. Er wurde für



„Mikki", der kleine Mittelwellentaschenempfänger im Vergleich zum Sternchen, beide Produkte des VEB Stern-Radio Berlin





a

Portable und Kassette (a) gehören zum „Autoportable A 110" des VEB Stern-Radio Berlin. Bild b zeigt das Portable als Reiseempfänger

b

den Mittelwellenbereich ausgelegt, besitzt sieben Transistoren, als Antenne einen Ferritstab und benötigt zum Betrieb 3 V, die ihm zwei 1,5-V-Monozellen mit Heizcharakteristik liefern. „Mikki" erhielt eine eisenlose Endstufe, was nach Angaben des Herstellers selbst bei Dauerbetrieb eine Spieldauer von mehr als 30 Stunden mit einem Batteriesatz ermöglicht. Die NF-Ausgangsleistung wird mit 50 mW bei 10% Klirrfaktor und die Empfindlichkeit kleiner 1 mV/m angegeben. „Mikki" wird in einem pastellfarbenen Polystyrolgehäuse mit einer praktischen Ledertasche geliefert.

Bei seiner Neuentwicklung, dem Autoportable A 110, ging Stern-Radio Berlin einen neuen Weg. Hier wurde kein Kofferempfänger als Autoradio verwandt, sondern Ausgangspunkt ist das Autoradio, aus dem mit einem Griff ein tragbarer Reisesuper wird. Soll aus dem Reiseempfänger wieder ein Autoradio werden, wird er in die im Armaturenbrett fest eingebaute Kassette eingeschoben. Dabei erfolgt eine automatische Umschaltung zur Entnahme des Betriebsstromes aus der Autobatterie sowie auf die Wiedergabe durch den Wagenlautsprecher. Sehr begrüßen werden diesen neuen Typ die „Trabant"-Besitzer, denn für diesen Wagentyp ist der A 110 durch seine kleinen Abmessungen ja besonders geeignet. Hier die technischen Angaben von Portable und Kassette.

Portable

Stromversorgung: 4 × 1,5 V, EAaT-Zellen
Wellenbereiche: M, L
Bestückung: 8 Transistoren
Kreise: 6, davon 2 variabel
Abmessungen in mm: 152 × 57 × 162
Gewicht: 1,5 kp

Kassette

Stromversorgung: 6/12 V umschaltbar
Bestückung: 2 Transistoren
Leistungsaufnahme: 6 W bei 6 V
12 W bei 12 V
Lautsprecheranschluß:
4 Ω für einen Lautsprecher
2 Ω für zwei Lautsprecher
Abmessungen in mm: 190 × 70 × 180
Gewicht: 1,6 kp

● Das Angebot des VEB STERN-RADIO SONNEBERG, das ja bekanntlich Mittelsuper der unteren Preisklasse, Klein- und Kleinstsuper umfaßt, wurde um einige neue Typen bereichert. Es handelt sich dabei vorwiegend um die bekannten Standardtypen, die eine ansprechendere, dem Geschmack und den Wünschen der Kunden Rechnung tragende Gehäuseform erhielten. Die Hölzer sind meist noch dunkel und hochglanzpoliert. Auch der bisher in kräftig getöntem Polystyrolgehäuse angebotene „Varna" wird jetzt im Holzgehäuse geliefert. Als Neuentwicklung wurde der Mittelsuper Halle 5120 mit einer neuartigen Aufteilung der Gehäusevorderfront vorgestellt. Es ist ein AM/FM-Wechselstromempfänger mit 6/10 Kreisen, der den Empfang im Lang-, Mittel-, Kurz- und Ultrakurzwellenbereich erlaubt. Seine beiden Lautsprecher strahlen nach vorn. Er besitzt außer der getrennten Höhen- und Tiefenregelung auch ein Klangregister.

● Auch der VEB (K) GOLDPFEIL RUNDFUNKGERÄTEWERK, Hartmannsdorf bei Karl-Marx-Stadt, hat seinem Rossini-Stereo ein neues modernes Gesicht gegeben. Gleichzeitig soll das neue Flachbaugehäuse, das in zwei Varianten erscheint, eine günstigere Schallabstrahlung und damit eine verbesserte stereofonische Wiedergabe ermöglichen. Eine Veränderung der technischen Daten erfolgte nicht.

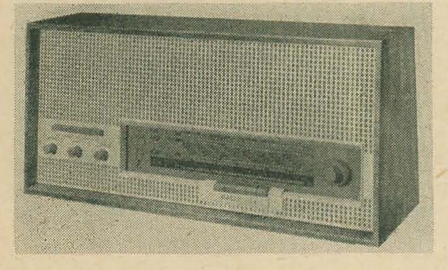
In einigen Goldpfeil-Empfängern war die vom Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik entwickelte und bereits im Heft 5 (1963) S. 130 erwähnte Nachhalleinrichtung für Heimgeräte eingebaut, mit der die Anpassung an die Halleigenschaften eines Raumes möglich ist.

Die Nachhalleinrichtung arbeitet nach dem Prinzip der Schallverzögerung mittels mechanischer Laufzeitkette, die durch beiderseitige Fehlanpassung an ihrem Ausgang Mehrfachreflexionen liefert. Um möglichst dicht und nicht periodisch aufeinanderfolgende Reflexionen zu erhalten, was zur Erzeugung eines den Verhältnissen in Räumen nahekommenden Nachhalleindruckes notwendig ist, wurden zwei parallelgeschaltete Verzögerungsketten mit unterschiedlicher Laufzeit (29 ms, 38 ms) vorgesehen. Die Nachhallzeit ist mit einem Bedienungsregler durch Verstärkungsregelung des Hallverstärkers von außen regelbar.

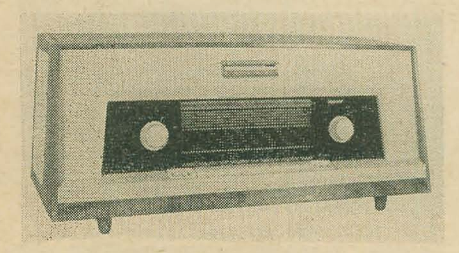
Der Einbau bzw. nachträgliche Einbau der Nachhalleinrichtung in Wiedergabeanlagen jeder Art ist grundsätzlich möglich, wenn es die jeweils vorhandenen räumlichen Abmessungen gestatten.

● Die Firma REMA, Stollberg, zeigte ihr bekanntes Programm, allerdings mit einer technologischen Veränderung, und zwar wird der Transistorkofferempfänger „Trabant T 6" jetzt mit gedruckter Schaltung gefertigt. Bei dem Großsuper „Rema 8001 Stereo" erhält der NF-Teil die gedruckte Schaltung.

● Bekannt für moderne Formgebung ist die Firma GERÄTEBAU HEMPEL KG, Limbach-Oberfrohna. Neu im Angebot war ein sogenannter Fernsehtisch R 3 F, der mit dem bekannten Steuergerät R2F ausgestattet ist, die Lautsprecher sind hier allerdings seitlich angeordnet. Entsprechend seinem Ver-



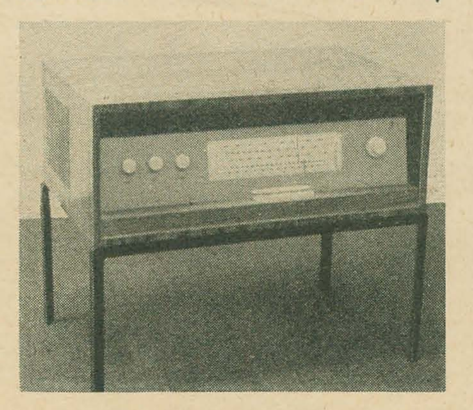
Mittelsuper „Halle 5120", VEB Stern-Radio Sonneberg

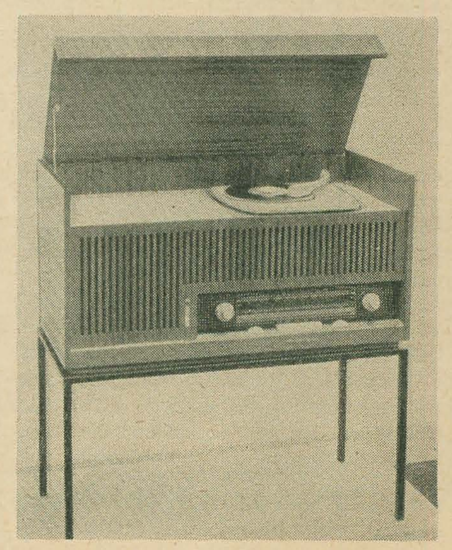


„Rossini-Stereo" vom VEB (K) Goldpfeil in einem der beiden neuen Flachbaugehäuse

Auf einem Metallgestell steht die Radio-Fono-Console der Firma Peter aus Plauen. Sehr wirkungsvoll die durchbrochene Holzvorderfront ▶

Beim Fernsehtisch R3F verwendet auch die Firma Hempel zum ersten Mal statt der Holzfüße Winkeleisen ▼

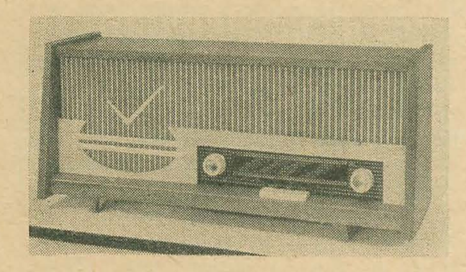




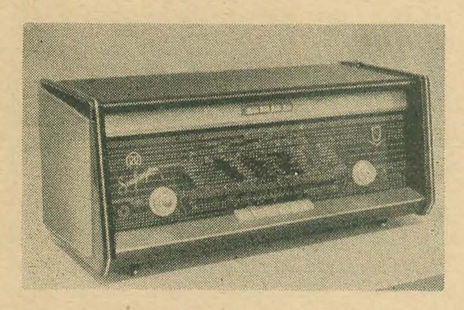




Zu dieser polnischen Kombination aus AM-Super und Plattenspieler, genannt „Twist", gehört noch ein Deckel aus dem elfenbeinfarbenen Polystyrol



Ein Mittelsuper aus Bulgarien in Flachbauweise



Daß auch die Flachbauweise viele verschiedene Auffassungen der Gestaltung zuläßt, zeigt der Typ „Simfonija" aus der Föderativen Volksrepublik Jugoslawien

wendungszweck erhielt dieser Typ eine größere Tiefe. Neu an der Gestaltung ist, daß der R3F auf Winkeleisen gestellt wurde, also keine Holzfüße hat, was ihm ein leichteres und gefälligeres Aussehen gibt.
In der gleichen Art wurde das Fonostandgerät R 3 F P aufgebaut. Es ist eine Kombination vom Rundfunkgerät R2F und Plattenspieler.

● Die eben erwähnte neue Formgebung fanden wir auch bei der Firma PETER aus Plauen. Für sie waren zwei Merkmale typisch: der Metallsockel, auf dem die Geräte stehen, und die geschlossene bzw. durchbrochene Holzvorderfront. Ein typischer Vertreter hierfür ist die Musiktruhe Stereo-150, eine Kombination von Rundfunkgerät „Rossini Stereo" und Plattenspieler „cheri".
Als ein Gerät für den anspruchsvollen Kunden könnte man die als Radio-Fono-Console bezeichnete Kombination von Mittelsuper „Weimar" und Plattenspieler „cheri" bezeichnen. Wir zeigen sie auf S. 231. Man erkennt gut den Metallsockel und die durchbrochene Holzfront an der Vorderseite.

● Melodie heißt die Weiterentwicklung des „Fidelio" vom VEB (K) FUNK- UND FEIN-



Auf eine neue Art wurde beim „Arkona" aus Polen die Kombination von AM/FM-Super und Plattenspieler gelöst

MECHANIK, Neustadt-Glewe (Meckl.). Als Neuerungen wären zu nennen: getrennte Höhen- und Tiefenregelung, Bandbreitenregler, drehbare Ferritantenne, Gegentaktendstufe, drei (statt bisher zwei) Lautsprecher, zwei Kurzwellenbereiche und neues Gehäuse.

● Auch GERUFON, Quedlinburg, zeigte eine Weiterentwicklung, den Ultra-Stereo 62 W II. Gegenüber seinem Vorläufer besitzt er zwei Kurzwellenbereiche, in der Aufteilung 6—12 MHz und von 11—21 MHz. Die Empfindlichkeit dieser beiden Bereiche konnte auf 15 μV gesteigert werden. Auch der NF-Teil des Gerätes wurde mit der ECF 82 neu gestaltet. Im Pentodenteil arbeitet die Röhre als NF-Verstärker, das Triodensystem der Röhre wird in der Gegentaktschaltung zum Drehen der Phase herangezogen. Das Gerät besitzt den Feinbalanceregler und ist umschaltbar stereo-Gegentakt.

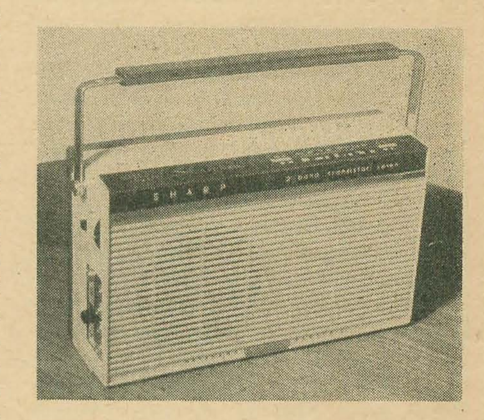
● Die Exponate der ČSSR und der UNGARISCHEN VOLKSREPUBLIK waren bis auf den Typ E A 53 F aus Ungarn bereits von früheren Messen bekannt. Es handelt sich dabei um einen röhrenbestückten Kleinsuper zum Empfang im Lang-, Mittel- und Ultrakurzwellenbereich.

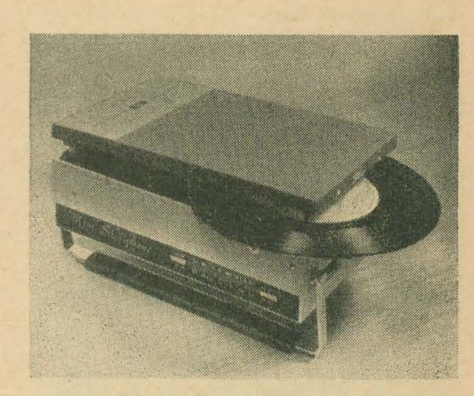
● Zwei interessante Fonogeräte zeigte die VOLKSREPUBLIK POLEN. Beim Twist sind in einem elfenbeinfarbenen Preßstoffgehäuse ein AM-Super und ein viertouriger Plattenspieler untergebracht, während beim Arkona, der einen AM/FM-Super und einen viertourigen Plattenspieler enthält, ein völlig anderer Lösungsweg gefunden wurde. Wir zeigen beide Geräte wegen der neuartigen Gestaltung im Bild.

● Auf dem Stand der VOLKSREPUBLIK BULGARIEN war von jeder Geräteklasse ein Typ vertreten. Auch hier setzt sich die Flachbauweise durch. Näher eingehen wollen wir aber nur auf den Transistorkofferempfänger Progress. Er ist mit sieben Transistoren bestückt, arbeitet im Mittelwellenbereich und benötigt zur Stromversorgung zwei 4,5-V-Flachbatterien. Zur Zeit werden die Transistoren noch aus der ČSSR importiert, 1964 sollen sie in Bulgarien selbst hergestellt werden.

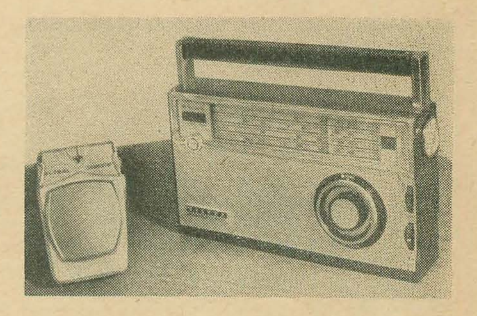
● Einen Querschnitt durch seine Rundfunkempfängerproduktion zeigte die FÖDERATIVE VOLKSREPUBLIK JUGOSLAWIEN in Halle 17 auf der Technischen Messe. Wir wählten einen AM/FM-Super aus und zeigen ihn im nebenstehenden Bild. Er demonstriert die jugoslawische Auffassung von der flachen Gehäuseform.

● Die Firma Erich Gmerek stellte im Städtischen Kaufhaus unter anderem Transistortaschenempfänger aus JAPAN aus. Wir sahen sowohl Geräte mit sechs bis elf Transistoren, reine AM-Super und UKW-Empfänger. Interessant war die Lösung für einen Taschenplattenspieler kombiniert mit Rundfunkteil. Dieser Mini-Stereophone ist ein 7-Transistor-Empfänger für Mittel- und Kurzwelle, der, wenn seine Lautsprecherfront auf dem Tisch liegt, auch als Plattenspieler benutzt wird. Wie das aussieht, zeigt unser Bild. Der Plattenspieler eignet sich zum Abspielen von 33⅓er und 45er Schallplatten.





„Mini-Stereophone" aus Japan in seinen beiden Verwendungsmöglichkeiten als Reiseempfänger (oben) und als Schallplattenspieler (unten)



Ein kleiner Ausschnitt aus dem vielseitigen japanischen Angebot an Koffer- und Taschenempfängern

● Auf dem Stand des VEB MESSGERÄTEWERK ZWÖNITZ war als Messeneuheit das besonders durch seine äußere Formgebung sehr ansprechende neue Heim-Magnettongerät BG 26-1 ausgestellt [siehe auch radio und fernsehen 4 (1963) S. 109].

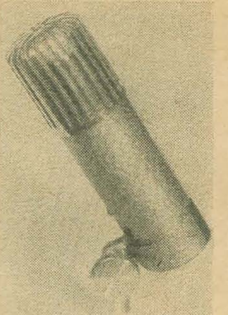
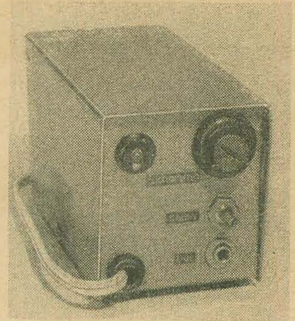
● Das bereits bekannte Magnettonlaufwerk SJ 103 der Firma SANDER & JANZEN wurde in verbesserter Ausführung vorgestellt. Das Gerät weist verbesserte Gleichlaufeigenschaften aus und ist jetzt mit einem umschaltbaren Bandzugregler für das Abspielen von Spulen mit kleinerem Wickeldurchmesser ausgestattet.

● Vom VEB FUNKWERK ZITTAU wurde unter anderem der Einfachplattenspieler „Ziphona P 12-33" vorgestellt. Das Gerät besitzt die Tourenzahlen 16²/₃, 33¹/₃, 45 und 78 U/min. Es ist umschaltbar für die Betriebsspannungen 125/220 V 50 Hz. Die Leistungsaufnahme beträgt etwa 8 W. Der Frequenzbereich des elektrischen Systems beträgt 30 ··· 15000 Hz. Die Auflagekraft des elektromagnetischen Abtastsystems, Typ 3 MU, umschaltbar für Normal- und Mikrorillenplatten, ist 9 ± 1 p. Das Gerät ist mit einer Aufsetzvorrichtung versehen, die das Aufsetzen und Abheben des Tonarmes übernimmt, so daß eine Beschädigung der Schallplatten durch unsachgemäßes Aufsetzen bzw. Abheben des Tonarmes vermieden wird.

● Von der Firma SIEGFRIED OELSNER wurde das bewährte Phonogerät „Soletta-Stereo" gezeigt. Das Gerät ist wiederum verbessert worden. Der Schütterspannungsabstand beträgt etwa 40 dB und der Fremdspannungsabstand über 60 dB. Es ist mit einem Handgriff möglich, das Stereo-Abtastsystem gegen ein Monosystem auszuwechseln, so daß Schallplattenliebhaber auch Platten mit 78 U/min. abspielen können.

● Der VEB FUNKWERK LEIPZIG zeigte als Messeneuheit das Kristallmikrofon KM 7162. Das Kristallmikrofon mit einem Wandlerelement aus Seignettesalz ist als Tisch-, Hand- oder Ständermikrofon verwendbar. Es ist in einem modernen Polystyrolgehäuse eingebaut. Der Übertragungsbereich beträgt 50 ··· 10000 Hz. Der Feld-Betriebsübertragungsfaktor bei 1000 Hz ist $\geq$0,70 mV/μbar. Die Richtcharakteristik ist nahezu kugelförmig. Die Nennabschlußimpedanz beträgt etwa 1 MΩ, die elektrische Impedanz bei 1000 Hz etwa 0,15 MΩ, und die Kapselkapazität etwa 1000 pF. Ein weiteres Exponat war der niederohmige Vollspur-Doppelspalt-Löschkopf M 9662 für ¹/₄"-Band. Die Kenndaten bei i_L = 80 mA und f_L = 80 kHz betragen: Induktivität L = 1,7 mH ± 10%, Verlustleistung N_v etwa 400 mW Löschdämpfung bei 38 cm/s $\alpha_L \geq$ 60 dB, Gleichstromwiderstand etwa 1 Ω, Spaltbreite 2 × 100 μm.

● Das dynamische wasserdichte Mikrofon vom VEB GERÄTEWERK LEIPZIG, Typ DWM 62, wurde auf anschauliche Art in einem Wasserbecken liegend vorgeführt. Dieses Mikrofon ist für die besonderen Bedingungen, die in der Schiffahrt auftreten, bestimmt. Der Übertragungsbereich beträgt 100 ··· 12000 Hz. Übertragungsfaktor: 0,1 mV/μb. Das Mikrofon wird für die Kabellängen 2 m, 4 m und 8 m geliefert.
Ebenfalls neu ist das Richtmikrofon DRM 62 n. Durch bestimmte Ausbildung der Öffnungen des Plastikgehäuses wird die gewünschte Richtcharakteristik (etwa Niere) erreicht. Der Frequenzbereich erstreckt sich von 100 ··· 13000 Hz. Innenwiderstand: etwa 90 Ω, Übertragungsfaktor: etwa 0,1 mV/μb.

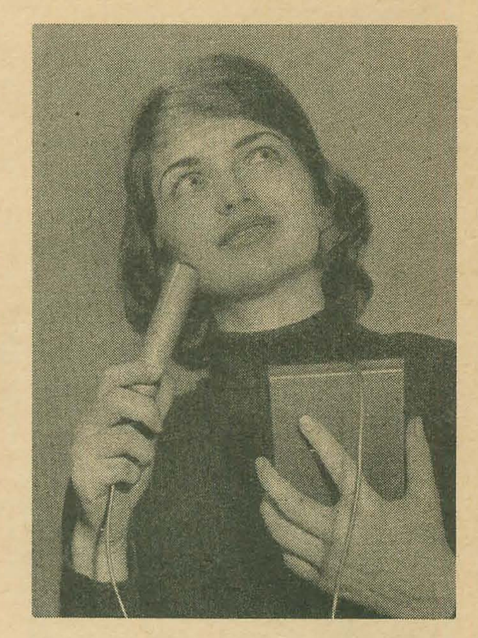
Richtmikrofon DRM 62 n, VEB Gerätewerk Leipzig (oben links)

Kondensatormikrofon MR 51, Firma Gerhard Reißmann (oben Mitte)

Mikrofon-Netzanschlußgerät NR 55, Firma Gerhard Reißmann (oben rechts)

Drahtloses Mikrofon „Transfon", PGH Funkmechanik Freiberg ▶

Einfachplattenspieler „Ziphona P 12-33", VEB Funkwerk Zittau ▼

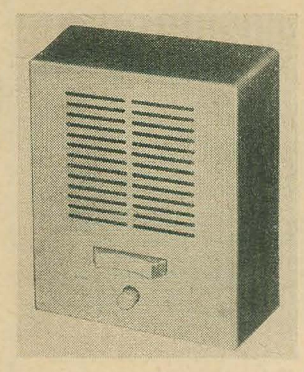


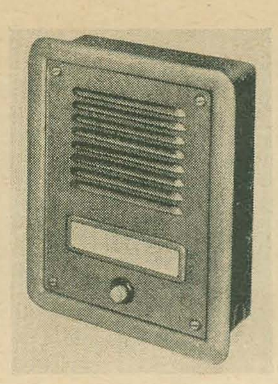

● Die Firma GERHARD REISSMANN zeigte das Kondensatormikrofon MR 51. Das Mikrofon enthält einen einstufigen Vorverstärker und gewährleistet die Aussteuerung jedes normalen Kraftverstärkers oder Rundfunkgerätes. Die erforderliche Anodenspannung beträgt etwa 55 V (2 mA). Richtcharakteristik: annähernd Niere, Röhrenbestückung: EF 86, Kapazität der Mikrofonkapsel: etwa 100 pF, Frequenzbereich: 60 ··· 14000 Hz, Ausgangsimpedanz: > 100 kΩ.
Für das obengenannte Kondensatormikrofon dient das ebenfalls ausgestellte Mikrofon-Netzanschlußgerät NR 55. Es wird in den Fällen benötigt, wenn die Speisespannung für das Mikrofon aus dem benutzten Gerät (Verstärker, Rundfunk- oder Tonbandgerät) nicht entnommen werden kann oder, wenn das Mikrofonkabel länger als 5 m ist. Das Gerät ist transportabel und liefert eine Anodenspannung von etwa 55 V, Anodenstrom etwa 2 mA, Heizspannung 6,3 V, Heizstrom 200 mA. Die Leistungsaufnahme beträgt etwa 5 W.

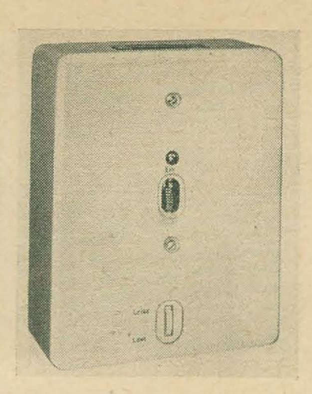
● Für Übertragungen in Hörsälen, großen Versammlungsräumen sowie bei Bühne und Funk ist das transistorisierte, drahtlose Mikrofon „Transfon" der PGH FUNKMECHANIK FREIBERG geeignet. Damit ist bei völliger Bewegungsfreiheit des Sprechers eine einwandfreie akustische Übertragung von jedem beliebigen Standort aus möglich. Je nach den Qualitätsanforderungen des Besitzers kann für das drahtlose Mikrofon entweder ein hochwertiges Studiomikrofon oder ein einfaches dynamisches Mikrofon als Schallwandler verwendet werden. Das Mikrofon ist über eine Leitung von 1 m Länge mit einem Gehäuse im Brieftaschenformat verbunden. In dem Gehäuse befinden sich ein NF-Verstärker, ein UKW-Sender und die Stromversorgung. Die Hochfrequenzenergie wird über die Mikrofonleitung abgestrahlt. Transistoren: 2 × OC 870, 3 × OC 883. Reichweite: bis 100 m bei optischer Sicht und Eingangsempfindlichkeit des Empfängers $\leq$ 3 μV. Gewicht: 300 p mit Batterie. Betriebsdauer: > 6 h.

● Die PGH FUNKTECHNIK LEIPZIG stellte wieder den bereits bekannten „Kurs"-Tischlautsprecher in hoch- und niederohmiger Ausführung und den „Stein"-Doppelkopfhörer aus.

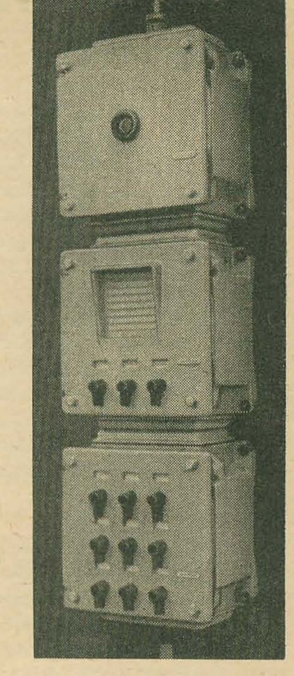








Vielfach-Türwechselsprechanlage „welton", VEB Funkwerk Kölleda ◀



▶ Wechselsprechanlage für rauhe Bedingungen, VEB Funkwerk Kölleda

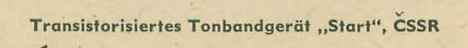
● Neu auf dem Stand des VEB FUNKWERK KÖLLEDA war die Vielfach-Türwechselsprechanlage „welton". Hierzu gehören die Innensprechstelle IL, die Türsprechstelle TL 2 mit jeweils 1-W-Sprechleistung bei einem Klirrfaktor $\leq 5\%$ und der Universal-Wechselsprechverstärker TWV 1 mit einem Frequenzbereich von 400 ··· 6000 Hz, eine Ausgangsleistung von 1 W bei einem Klirrfaktor $\leq 5\%$ und für einen Netzanschluß von 110/220 V 50 Hz. Die Anlage ist transistorisiert. Die Klingelrufanlage kann je nach Bedarf bis zu 24 Teilnehmer erweitert werden.

Ebenfalls auf dem Stand des VEB Funkwerk Kölleda wurde eine Wechselsprechanlage für den Einsatz unter erschwerten Bedingungen im Freien bzw. in Räumen mit starker Staubentwicklung ausgestellt. Die Anlage besteht aus der Nebensprechstelle WLR, dem Schaltgehäuse SG und dem Stromversorgungsgerät SVG-R.

● Das bereits bekannte Tonbandlaufwerk TB 56 d der PGH ELEKTRO-AKUSTIK LEIPZIG wurde in verbesserter Ausführung vorgestellt. Ein Leuchttastensatz sorgt für eine optische Erleichterung der Einstellung, während die Maschine jetzt relaisgesteuert ist, so daß dadurch die Möglichkeit für eine Fernsteuerung gegeben ist.

● Im SOWJETISCHEN PAVILLON waren das Kondensatormikrofon 19 A-9, das Kondensatormikrofon KMC-3, das Elektrodynamische Mikrofon 82 A-5 M und der Ohrhörer TM-2 A ausgestellt. Das gerichtete Kondensatormikrofon 19 A-9 wird bei hochwertigen Musik- und Sprachaufzeichnungen verwendet. Die Stromversorgung des Mikrofons erfolgt aus dem Wechselstromnetz über den Gleichrichter 20 B-35. Der Frequenzbereich beträgt 40 ··· 15 000 Hz, die Nichtlinearität des Frequenzganges ± 5 dB, der Ausgangswiderstand bei 1000 Hz etwa $40\,\Omega$, während der Netzteil bei den Abmessungen $210 \times 125 \times 120$ mm ein Gewicht von 3,5 kp hat. Die Daten des Kondensatormikrofons KMC-3 mit Verstärker entsprechen denen des Typs 19 A-9. Das Kondensatormikrofon KMC-3 ist auf 8 Richtcharakteristiken umschaltbar. Der Frequenzbereich des elektrodynamischen Mikrofons 82 A-5 M beträgt 50 ··· 10 000 Hz. Die Nichtlinearität des Frequenzganges ist etwa 10 dB.



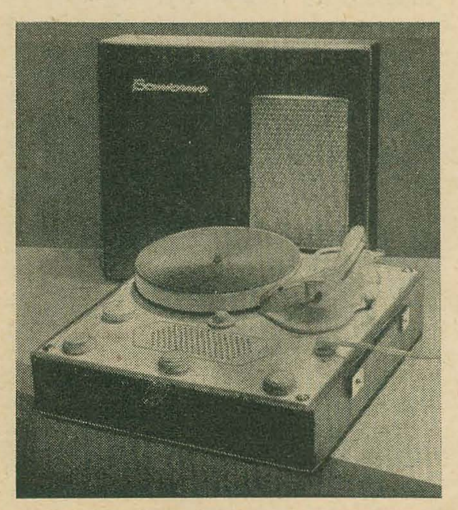


Transistorisiertes Tonbandgerät „Start", ČSSR ◀

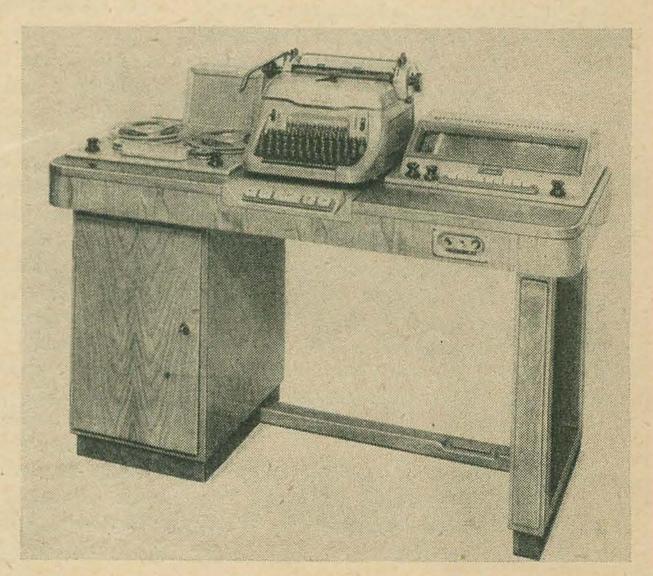




▲ Tonbandgerät „Terta 922", Ungarische Volksrepublik



◀ Plattenspieler „Bambino", Volksrepublik Polen



▶ Nachrichtenauswertungstisch EHR-15, Ungarische Volksrepublik

● Ein interessantes Exponat auf dem Messestand der ČSSR war das transistorisierte batteriegespeiste Tonbandgerät „Start". Das zweispurige Tonbandgerät hat die Bandgeschwindigkeit 4,76 cm/s und wird durch 6 Monozellen gespeist. Zum Tonbandgerät wird ein Netzgerät mitgeliefert, das auch den Anschluß an das 110/220-V-Netz ermöglicht. Außerdem kann das Gerät an die 12-V-Kraftwagenbatterie angeschlossen werden. Der Frequenzbereich beträgt 150 ··· 5000 Hz. Mit den Spulen von einem Durchmesser 75 mm erreicht man eine Laufzeit von 2×22 min. Die Ausgangsleistung beträgt 300 mW. Es sind Anschlußmöglichkeiten für einen Rundfunkempfänger, Plattenspieler, Mikrofon und für einen niederohmigen Lautsprecher vorgesehen. Das Gewicht beträgt 2,9 kp.

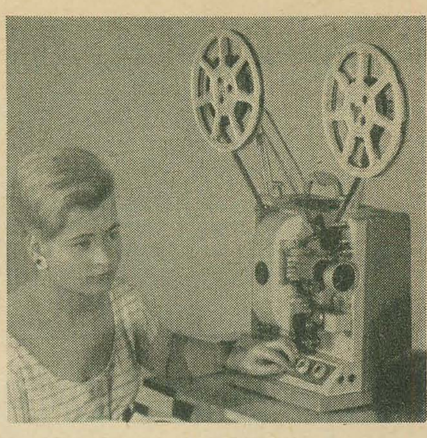
● Ein auf dem Stand der UNGARISCHEN VOLKSREPUBLIK ausgestellter Nachrichtenauswertungstisch vom Typ EHR-15 war eine Messeneuheit. Der Tisch besteht aus einem in einen Schreibmaschinentisch eingebauten Tonbandgerät mit den Geschwindigkeiten 19 cm und 9,5 cm/s, einem hochempfindlichen Rundfunkgerät und einem Kontrollautsprecher. Die durch das Telefon eintreffenden Texte können auf das Tonband übertragen und später wieder abgehört werden. Das Rundfunkgerät gestattet es gleichzeitig, Sendungen abzuhören bzw. aufzunehmen. Das Tonbandgerät kann durch Drucktasten oder eines zusätzlichen Fußschalters ein- bzw. ausgeschaltet werden.
Eine weitere Neuheit war das Tonbandgerät „Terta 922". Das Gerät ist in einem geschmackvollen modernen Gehäuse untergebracht. Die Bandgeschwindigkeiten von 9,5 cm/s und 4,75 cm/s gestatten eine Spielzeit von 2×3 h. Der Frequenzbereich bei 9,5 cm/s beträgt 60 ··· 14000 Hz, der bei 4,75 cm/s 100 ··· 5000 Hz. Die maximale Tonausgangsleistung beträgt 2 VA. Eine Tricktaste ist eingebaut; Anschluß für Zusatzlautsprecher ist vorhanden.

● Die VOLKSREPUBLIK POLEN stellte unter anderem den Plattenspieler „Bambino" aus. Der Plattenspieler mit den Geschwindigkeiten 78, 45 und 33⅓ U/min überträgt einen Frequenzbereich von 50 ··· 10000 Hz. Der eingebaute Verstärker mit der ECL 82 macht das Gerät unabhängig von Rundfunkgeräten und zusätzlichen Verstärkern. Die Leistungsaufnahme beträgt 60 VA bei einem Netzanschluß von 110/220 V 50 Hz.
Ein weiterer Plattenspieler vom Typ G-250w, ebenfalls mit 3 Geschwindigkeiten, erlaubt nur eine Übertragung des Frequenzbereiches von 50 ··· 6000 Hz.

● Der Kollektivstand der FÖDERATIVEN VOLKSREPUBLIK JUGOSLAWIEN zeigte den Kinoprojektor KO-6 mit eingebautem Verstärker. Der Verstärker gestattet ein beliebiges Kommentieren der vorgeführten Filme durch ein Mikrofon sowie Musik- und Sprachbegleitung durch Anschluß eines Plattenspielers oder Tonbandgerätes.
Ebenfalls auf diesem Stand waren zwei Lautsprechertypen von 1,5 W und 5 W zu sehen. Der 1,5-W-Lautsprecher, ein Hochtonlautsprecher, strahlt bis zu 15 kHz ab, während der Übertragungsbereich des 5-W-Lautsprechers bis 10,5 kHz reicht. Beide Lautsprecher arbeiten mit einem permanentmagnetischen System.

● Die VOLKSREPUBLIK BULGARIEN zeigte ebenfalls zwei Lautsprechertypen von 8 W und 0,5 W.

● Das japanische Tonbandgerät „Tinico MP-41" für Batteriebetrieb in Miniaturausführung wurde im Städtischen Kaufhaus gezeigt.



Kinoprojektor KO-6, Föderative Volksrepublik Jugoslawien

ANTENNEN

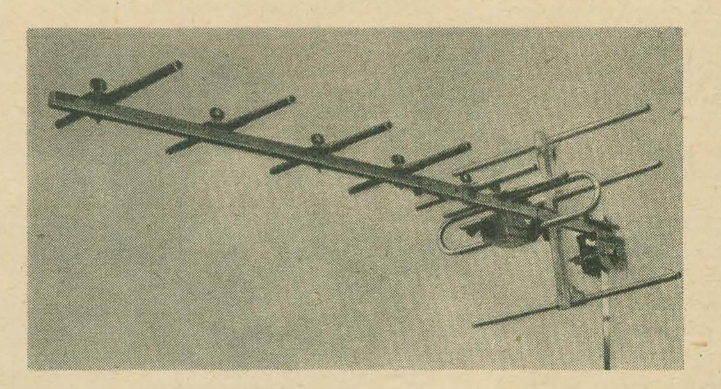
● Vom VEB ANTENNENWERKE BAD BLANKENBURG wurden auch zu dieser Messe einige Neuheiten ausgestellt.
Die UHF-Fernsehantenne für die Bänder IV und V wurde nach dem Bausteinprinzip aufgebaut und ist daher erweiterungsfähig. Grundelement ist die 6-Element-Antenne, die durch entsprechende Direktor-Zusätze zur 10-Element-Antenne bzw. zur 20-Element-Antenne werden kann.

UHF-10-Element-Fernsehantenne

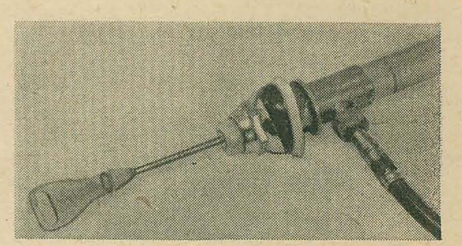
Antenne für Kanalgruppen im Band IV bzw. Band V, überdeckter Kanalbereich, etwa fünf Kanäle, Antennenwiderstand 240 Ω, Anschlußdose für den Einsatz eines Symmetriergliedes 60/240 Ω in Vorbereitung. Gewinn etwa 10 dB, Vor-Rückverhältnis etwa 20 dB.

UHF-20-Element-Fernsehantenne

Antenne für Kanalgruppen im Band IV und Band V, überdeckter Kanalbereich, etwa fünf Kanäle, Antennenwiderstand 240 Ω, Anschlußdose für den Einsatz eines Symmetriergliedes 60/240 Ω in Vorbereitung. Gewinn etwa 13 dB, Vor-Rückverhältnis etwa 25 dB.
Ferner wurde ein neuer Überspannungsableiter entwickelt, der auch im Bereich bis 790 MHz (Bänder IV und V) verwendbar ist, da er als koaxialer Leiter aufgebaut ist.
Bei den neuen Typen von Autoversenkantennen läßt sich der Kopf der Antennenrute nur mit dem beigegebenen Schlüssel aus dem Fußstück ziehen. Auf diese Weise wird einer Beschädigung der Antenne vorgebeugt. Ferner wurde ein Kugelkopf zum Ausgleich verschiedener Karosserieneigungen vorgesehen. Durch Verwendung von vier- bzw. fünfteiligen Teleskopantennen ergeben sich kleinere Einbaulängen (0,40 bzw. 0,60 m). Ein Teleskopdipol von 1,10 m ist für normale Anforderungen, besonders bei UKW-Autosupern vorgesehen.
Die 2,40 m lange Autoversenkantenne ist speziell für den Export in Gebiete mit geringer Sendedichte gedacht; sie kann aber auch für Reiseomnibusse verwendet werden.
Als weitere Neuerungen sind die Anschlußschnüre und die Anschlußdosen der Gemeinschaftsantennenanlagen zu nennen. Bei der Umstellung der Gemeinschaftsantennenanlagen auf TGL 12351 wurde eine neue Steckverbindung nach IEC 0-4-v/0-4-s eingeführt. Die neue Doppelanschlußdose weist gegenüber der alten Ausführung wesentliche Verbesserungen auf, die sich besonders in einer bedeutenden Verkleinerung und einer universelleren Anwendungsmöglichkeit zeigen. Die beiden Anschlüsse für „Radio" und „Television" weisen eine hohe Kopplungsdämpfung auf, außerdem werden die Oberwellen der UKW-Empfänger gedämpft. Die geringere Reflexionsdämpfung läßt eine größere Zahl von Teilnehmern auf einer Stammleitung zu als bisher.
Der neue Symmetrieeinsatz 1185060 kann in allen Antennendosen der Normalbaureihe ohne Rücksicht auf den Frequenzbereich verwendet werden, mit Ausnahme des Bandes IV/V, dafür wird ein besonderer Einsatz vor-

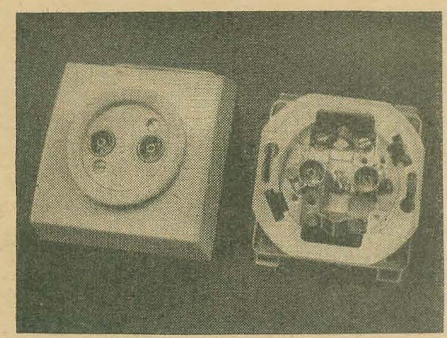


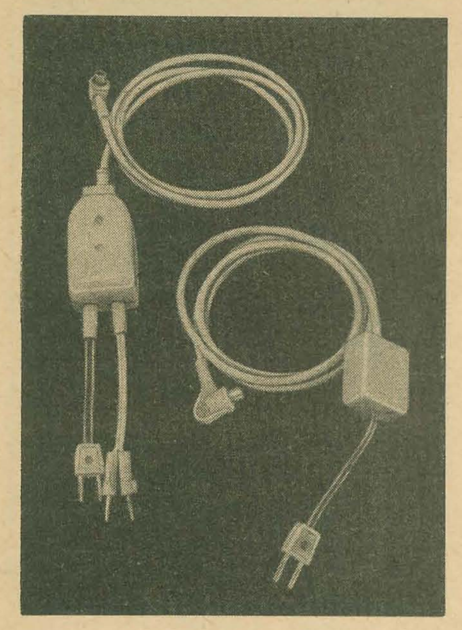
UHF-Fernsehantenne, VEB Antennenwerke Bad Blankenburg



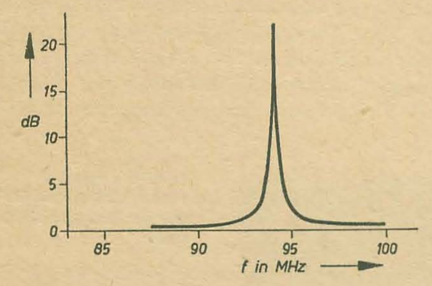
Der Kopf der Antennenrute der neuen Autoversenkantennen vom VEB Antennenwerke Bad Blankenburg läßt sich nur mit diesem Schlüssel aus dem Fußstück ziehen. Auf diese Weise soll Beschädigungen der Antenne vorgebeugt werden







Die neuen Anschlußschnüre und -dosen für Gemeinschaftsantennenanlagen, VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

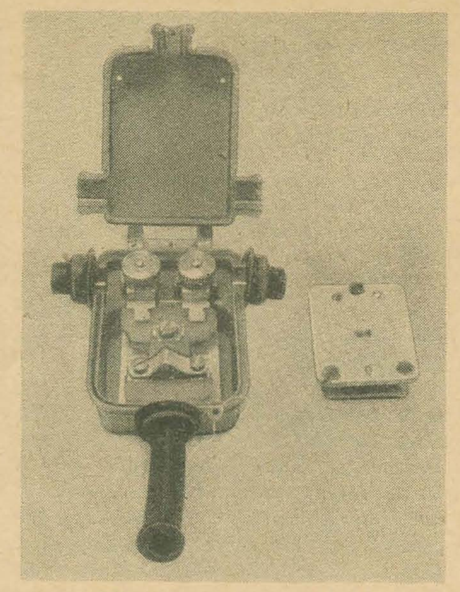


Dämpfungsverlauf des selektiven UKW-Sperrkreises SK 1, Firma F. G. Häberle & Co.

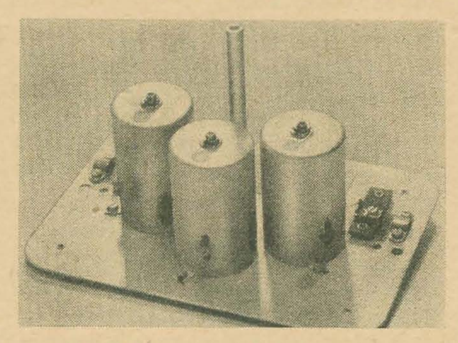
bereitet. Der Typ 1185060 gestattet den Anschluß von Koaxialkabeln an die Antennen, deren Antennenwiderstand 240 Ω beträgt. Die anzuschließenden Kabel können Wellenwiderstände von 60 bis 75 Ω haben. Ferner wurden neue Isolatoren mit Stahlstützen entwickelt, sie können für Koaxial- und Bandkabel verwendet werden. Die Isolatoren werden mit unverlierbarer Kappe und Knickschutz für Kabel geliefert.

Die neue Ausführung des Gemeinschaftsantennenverstärkers entspricht der TGL 12351. Gegenüber der alten Ausführung Typ 1186003 sind folgende Veränderungen durchgeführt worden:

1. Netzteil mit Spannungskonstanthalter
2. zwei Ausgänge je 60 Ω = 30 Ω zur vereinfachten Zusammenschaltung von Fernsehstreifen
3. Anschlußplatte für bis zu sechs Stammleitungen



Symmetriereinsatz 1185060 vom VEB Antennenwerke Bad Blankenburg



Selektiver UKW-Sperrkreis SK 3 von der Firma F. G. Häberle & Co.

4. Langlebensdauerröhren
5. Anschlußklemmen für Koaxialkabel
6. verbesserter Frequenzgang
7. geringerer Preis bei teilweise erhöhter Verstärkung

● Für ihren Impedanzwandler „IW 3" hat die Firma F. G. HÄBERLE & Co., Burgstädt (Sa.), zwei neue Dämpfungsglieder für 240 Ω herausgebracht. Der Typ D 10 besitzt eine Dämpfung von 10 dB (3,16 : 1), der Typ D 20 eine Dämpfung von 20 dB (10 : 1).

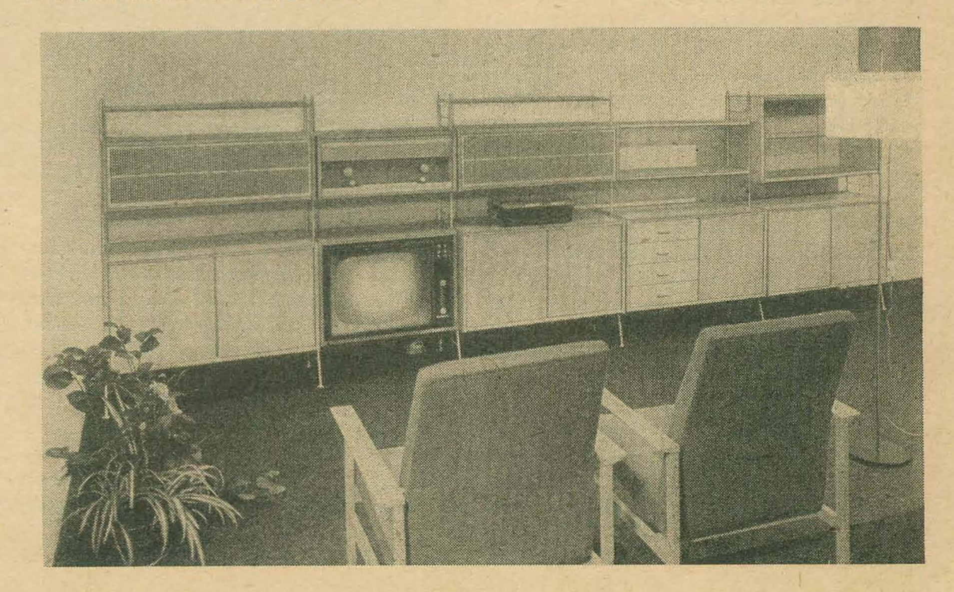
In Gemeinschaftsantennenanlagen wird häufig festgestellt, daß im UKW-Bereich bei Sendernähe so hohe Eingangsspannungen entstehen, daß selbst Antennenverstärker, die eine hohe Eingangsspannung vertragen, noch übersteuert werden. Die Reduzierung der Antennenspannung mit Widerstandnetzwerken ist nicht möglich, da sie auch die mit geringen Spannungen einfallenden Sender im gesamten UKW-Bereich bedämpfen würden. Auch herkömmliche LC-Kreise weisen im Frequenzbereich von 87,5 bis 100 MHz eine zu große Bandbreite auf. Der neue selektive UKW-Sperrkreis SK 1 ist als $\lambda/4$-Wendeltopfkreis aufgebaut und kann mit einem Präzisionslufttrimmer auf die gewünschte Frequenz zwischen 82 und 103 MHz abgeglichen werden. Die Dämpfung des Sperrkreises beträgt für den zu sperrenden Sender 20 dB. Auf besonderen Wunsch können auch andere Dämpfungswerte geliefert werden. Diese beschriebene Anordnung ergibt einen Sperrkreis mit geringer Bandbreite bei großer Flankensteilheit. Im SK 3 sind im Gegensatz zum SK 1 drei derartige Topfkerne in einem Baustein zusammengefaßt, womit im Bereich von 82 ··· 103 MHz drei Sender gesperrt werden können.

Eine weitere Neuentwicklung der Firma Häberle ist der Antennenverstärker MV/F 4 für Montage außerhalb des Hauses. Seine technischen Daten:

Verstärkung: 46 dB
Ein- und Ausgang: 60 Ω
Röhrenbestückung: 2 × E 88 CC

Die Betriebsspannung wird über das Koaxialkabel zugeführt. Verstärker mit diesen hohen Verstärkungen werden hauptsächlich für Eindrahtwellenleiteranlagen benötigt.

Zum Schluß sei noch auf den Anbaumöbelsatz „Sybille" des VEB (K) Möbelwerk Stralsund hingewiesen, der einen Fernsehempfänger, einen Rundfunkempfänger mit Plattenspieler, ein Tonbandgerät und eine Stereoanlage in Form von Anbaumöbel zeigt. Die Lautsprecherkombination der Stereoanlage befindet sich in hörgerechten Winkeln in den rechts und links zum Empfänger angeordneten Boxen. Die Möbel wurden von dem Büro für Messen und Werbung der Möbelindustrie, die Geräte von dem Institut für angewandte Kunst, Berlin, gestaltet.



Das Rauschverhalten des OC 872

Die Empfindlichkeit eines Transistorverstärkers hängt in erster Linie vom Rauschverhalten des Vorstufentransistors ab. Von dieser ersten Stufe wird — bei nicht zu kleiner Leistungsverstärkung — der Signal/Rauschabstand des Verstärkers bestimmt. Bei der Entwicklung von Empfängern muß deshalb große Sorgfalt auf die Dimensionierung der ersten Stufe gelegt werden, und zwar sowohl in Hinsicht auf große Leistungsverstärkung als auch auf großen Signal-Rauschabstand.
Im folgenden wird über die Messung des Rauschfaktors an einem Exemplar des Typs OC 872 berichtet, wobei darauf hingewiesen wird, daß die Ergebnisse nicht für die ganze Serie verallgemeinert werden können.

Definition der Rauschzahl

Für die Rauschzahl existieren eine ganze Reihe von einander gleichwertiger Definitionen, von denen hier nur eine wiedergegeben werden soll.
Die Rauschzahl eines Vierpols wird dargestellt durch den Quotienten der Signal-Rausch-Leistungsverhältnisse am Ein- und Ausgang dieses Vierpols:

$$F = \frac{P_{se}/P_{re}}{P_{sa}/P_{ra}} \qquad (1)$$

(Für Formelzeichen siehe Tabelle am Schluß des Beitrages.)
Meßtechnisch erweist es sich als günstig, wenn das Signal-Rausch-Leistungsverhältnis am Ausgang gleich Eins (Signalleistung = Rauschleistung) gewählt wird. Aus Gleichung (1) erhält man dann leicht

$$F = \frac{P_{se}}{P_{re}} \qquad (2)$$

Die Eingangsrauschleistung wird vom Generatorwiderstand des Vierpols geliefert, die sich nach Nyquist zu

$$P_{re} = kT\,\Delta f \qquad (3)$$

ergibt.

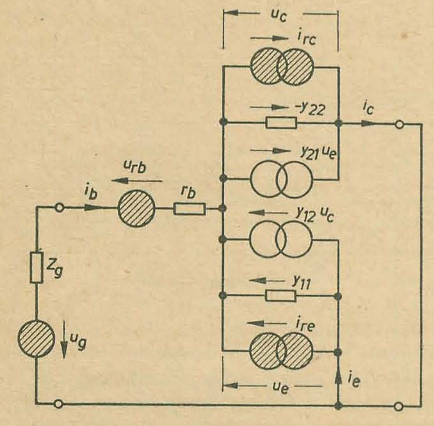


Bild 1: Transistorersatzschaltung mit inneren Rauschquellen in Emitterschaltung (zur Berechnung des Rauschfaktors wird der Ausgang kurzgeschlossen)

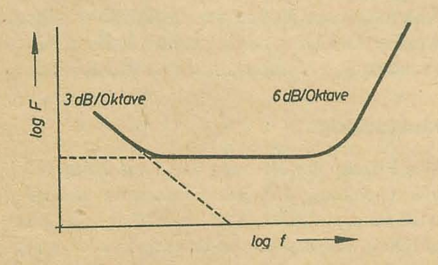


Bild 2: Die Frequenzabhängigkeit der Rauschzahl eines Transistorverstärkers

Somit erhält Gleichung (2) auch die Form

$$F = \frac{P_{se}}{kT\,\Delta f} \qquad (4)$$

Es soll betont werden, daß P_{re} in Gleichung (3) und P_{se} in Gleichung (4), die verfügbaren, d. h. die bei Anpassung der Quelle an den Vierpoleingang maximal abgebbaren Leistungen bedeuten. Im allgemeinen wird eine genaue Einhaltung der Anpassung am Eingang nicht möglich sein (z. B. über größere Frequenzbereiche). Es wird deshalb nur ein Bruchteil der angebotenen Rauschleistung durch den Vierpol aufgenommen. Der gleiche Bruchteil wird jedoch auch nur von der Signalleistung zur Verfügung stehen, so daß der Rauschzahl die verfügbare Rauschleistung des Genertorwiderstandes zugrunde gelegt werden kann, da sich nach Gleichung (2) die Fehlanpassungsfaktoren herausheben. Gleichung (4) gilt also auch, wenn die Quelle nicht an den Vierpoleingang angepaßt ist.

Daneben bleibt natürlich die Abhängigkeit der Rauschzahl des Vierpols vom Wert des Generatorwiderstandes bestehen.

Rauschquellen des Vierpols

Als Rauschquellen kommen bei dem unter Kleinsignalbedingungen arbeitenden Transistor die Emitter- und Kollektordioden und der Basiswiderstand in Frage. Es gelten dafür folgende Beziehungen und das Ersatzschaltbild Bild 1:

Rauschstrom der Emitterdiode

$$\overline{i_{re}^2} = 4\,kT\,\Re e(y_{11})\,\Delta f - 2\,e\,I_e\,\Delta f \qquad (5)$$

Rauschstrom der Kollektordiode

$$\overline{i_{rc}^2} = 2\,e\,I_c\,\Delta f \qquad (6)$$

Rauschspannung des Basiswiderstandes

$$\overline{u_{rb}^2} = 4\,kT\,r_b\,\Delta f \qquad (7)$$

Die Korrelation zwischen den Rauschströmen i_{re} und i_{rc} ergibt sich zu

$$\overline{i_{re}^{*}\,i_{rc}} = 2\,kT\,y_{21}\,\Delta f \qquad (8)$$

Rauschzahl des Transistors

Zur Berechnung des Rauschfaktors F wird an die Eingangsklemmen des Transistors die Quellimpedanz Z_g angeschlossen und der Ausgang kurzgeschlossen. Das ist möglich, da der Rauschfaktor vom Lastwiderstand unabhängig ist (Bild 1).

Dann ergibt sich als Rauschzahl eines Transistorverstärkers, der in Emitter- oder Basisschaltung betrieben wird [1]

$$F = \frac{2\,e\,I_c \left| \dfrac{1/y_{11} + r_b + Z_g}{\alpha} \right|^2 - 2\,e\,I_e\,|r_b + Z_g|^2}{4\,kT\,R_g} \qquad (9)$$

Die Gleichung (9) gilt unter den Voraussetzungen, daß

$$|y_{11}| \gg |y_{12}|;\ |y_{21}| \gg |y_{22}|;\ |y_{22} r_b| \ll 1 \qquad (10)$$

und daß der Diffusionstransistor im Gebiet des weißen oder HF-Rauschens arbeitet.
Wie aus Gleichung (9) ersichtlich, ist der Rauschfaktor eines Transistorverstärkers abhängig vom Emittergleichstrom (I_e, I_c und y_{11}), der Generatorimpedanz Z_g, der Frequenz (y_{11}, α) und indirekt von der Kollektorspannung.
Die rechnerische Abhängigkeit der Rauschzahl von den angeführten Größen soll hier nicht diskutiert werden. Es wird lediglich auf die qualitativen Zusammenhänge eingegangen.

Abhängigkeit der Rauschzahl von der Frequenz

Infolge der frequenzabhängigen Transistorparameter y_{11} und α zeigt auch die Rauschzahl ab einer bestimmten Frequenz

$$f \approx \sqrt{f_\alpha^2\,(1 - \alpha_0)}$$

eine Frequenzabhängigkeit.
Bis zu dieser Frequenz (bei normalen Werten der Stromverstärkung etwa 0,1 f_α) bleibt das Rauschspektrum konstant; das Gebiet wird als Bereich des „weißen Rauschens" bezeichnet (vgl. Bild 2). Wegen der bei höheren Frequenzen abnehmenden Stromverstärkung kommt das Bezugsrauschen des Generatorwiderstandes weniger als beispielsweise die kollektorseitige Rauschquelle am Transistorausgang zur Wirkung, was eine Erhöhung der Rauschzahl bedeutet. F wird in diesem Gebiet des sogenannten „HF-Rauschens" mit etwa 6 dB/Oktave anwachsen. Es ist zu beachten, daß hier also keine neuen Rauschquellen auftreten, sondern sich lediglich durch die Änderung der Verstärkungseigenschaften des Transistors neue Verhältnisse ergeben.

Beim Aufbau rauscharmer Verstärker wird man versuchen, zumindest den Vorstufentransistor nicht in diesem Gebiet zu betreiben.

Zusätzlich zeigt sich bei tiefen Frequenzen eine Frequenzabhängigkeit der Rauschzahl infolge zusätzlich auftretender Funkelrauschquellen. Die obere Grenze dieses Funkelrauschens liegt bei „guten" Legierungstransistoren bei wenigen kHz; bei Drift- und Mesatransistoren kann das Funkelrauschen bis zu einigen MHz wirksam sein.

Der Anstieg des Funkelrauschens über der Frequenz erfolgt mit etwa 3 dB/Oktave.

Abhängigkeit der Rauschzahl vom Generatorwiderstand

Gleichung (9) kann auch in der Form

$$F = A + \frac{B}{R_g} + C R_g \qquad (11)$$

geschrieben werden (zur Vereinfachung wurde $Z_g = R_g$ angenommen). Gleichung (11) zeigt, daß keine lineare Abhängigkeit zwischen der

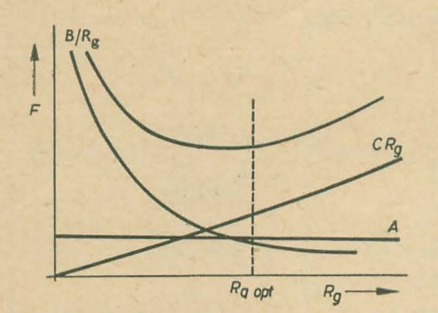


Bild 3: Die Rauschzahl in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand

Rauschzahl F und dem Generatorwiderstand besteht. Zeichnet man die einzelnen Anteile über R_g auf und addiert sie zur Rauschzahl, so sieht man, daß es einen optimalen Generatorwiderstand geben muß, für den F ein Minimum wird (Bild 3). Eine genauere Berechnung zeigt, daß der optimale Generatorwiderstand mit steigendem Emitterstrom verkleinert wird, sich mit steigender Meßfrequenz verringert und sich dem Grenzwert r_b nähert.

Abhängigkeit der Rauschzahl vom Emitterstrom

Die Abhängigkeit der Rauschzahl vom Emitterstrom ist schwieriger zu berechnen, da sowohl die Stromabhängigkeit von y_{11} als auch die von α berücksichtigt werden muß. Den genaueren Wert ergibt hier die Messung. Die Rauschzahl wird auch hier bei einem optimalen Emitterstrom zu einem Minimum.

Diskussion der Meßwerte

Bild 4 zeigt die Rauschzahl in dB eines OC 872 bei konstantem Generatorwiderstand in Abhängigkeit von der Frequenz. Der Emitterstrom bildet dabei den Parameter.
Deutlich sind die Bereiche des ,,weißen“ und des HF-Rauschens zu sehen. Desgleichen zeigt dieses Exemplar einen Funkelanteil, der bis zu relativ hohen Frequenzen wirksam ist, wobei die obere Frequenzgrenze dieses Funkelrauschens sich mit wachsendem Emitterstrom zu höheren Werten verschiebt. Es ist zu erwarten, daß bei Frequenzen unterhalb von 10 kHz weitere Funkelrauschquellen auftreten, die insgesamt ein der Frequenz umgekehrt proportionales Anwachsen der Rauschzahl hervorrufen.
Die Zunahme des HF-Rauschens im gezeigten Frequenzbereich ist kleiner als 6 dB/Oktave; dieser Anstieg wird erst bei Frequenzen >1 MHz erreicht.
Klar ist im Bild 4 auch die Stromabhängigkeit der Rauschzahl zu sehen, die getrennt nochmals im Bild 8 gezeigt wird. Doch schon hier ist zu erkennen, daß es einen optimalen Emitterstrom gibt, bei dem die Rauschzahl einen minimalen Wert annimmt.

Bei der Dimensionierung rauscharmer Verstärker sollte man bemüht sein, im Gebiet des ,,weißen“ Rauschens zu arbeiten, da außerhalb dieses Bereiches die Rauschzahl schnell ansteigt (bei gegebener Arbeitsfrequenz Transistoren höherer α-Grenzfrequenz verwenden). Die Bilder 5, 6 und 7 zeigen die Rauschzahlen eines OC 872 in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand bei drei Frequenzen mit I_e als Parameter.
Der im Bild 3 angegebene Verlauf als Funktion von R_g wurde auch hier gemessen.
Bild 5 zeigt die Kurven bei einer Meßfrequenz von 10 kHz. Während bei einem Emitterstrom von 0,2 mA der optimale Generatorwiderstand größer als 3 kΩ ist, wird er mit wachsendem Strom kleiner; bei 4 mA beispielsweise beträgt $R_{g\ opt}$ etwa 700 Ω. Aus den Kurven geht deutlich hervor, daß die Rauschzahlen bei Abweichungen vom optimalen Generatorwiderstand merkbar ansteigen. Der optimale Generatorwiderstand verkleinert sich mit wachsendem Emitterstrom.
Bild 6 zeigt die gleichen Kurven bei einer Frequenz von 100 kHz. Da hier das Funkelrauschen verschwunden ist, sind die Rauschzahlen kleiner; die Abhängigkeit der Rauschzahl vom Generatorwiderstand ist prinzipiell die gleiche. Erkennbar ist hierbei, daß die optimalen Generatorwiderstände bei gleichen Strömen etwas kleiner geworden sind. Zurückzuführen ist dies auf eine Verringerung des Wertes von $1/y_{11}$.
Bild 7 zeigt F als Funktion von R_g bei einer Meßfrequenz von 900 kHz. Die Rauschzahlen haben sich gegenüber den Werten bei 100 kHz vergrößert, da sich der Transistor im Gebiet des HF-Rauschens befindet.
Bei der Dimensionierung rauscharmer Transistorverstärker ist neben der Forderung nach hoher α-Grenzfrequenz auch die eines optimalen Generatorwiderstandes zu beachten. Muß gleichzeitig optimale Leistungsverstärkung der Stufe angestrebt werden, so ist ein geeigneter Kompromiß zu schließen, da im allgemeinen $R_{g\ opt}$ und kR_e voneinander abweichen, wobei dieser Unterschied in Emitterschaltung jedoch nicht allzu große Werte annimmt.
Bild 8 zeigt die Rauschzahl in Abhängigkeit vom Emitterstrom mit der Meßfrequenz als Parameter. Diese Abhängigkeit ist in den Bildern 4 bis 7 schon implizit enthalten. Bei Emitterströmen zwischen 0,2 und 0,5 mA wird bei diesem Exemplar eine minimale Rauschzahl erreicht, bei kleineren Strömen nimmt die Rauschzahl stark zu [$1/y_{11}$ vergrößert sich, α verringert sich in Gleichung (9)]; in diesem Gebiet wird wegen der geringen erreichbaren Leistungsverstärkung im allgemeinen jedoch nicht gearbeitet.
Im Bild 9 sind die Rauschzahlen eines OC 872 bei verschiedenen Meßfrequenzen in Abhängigkeit von der Kollektorgleichspannung dargestellt. Es ist zu erkennen, daß im NF-Gebiet bei höheren Spannungen eine Funkelrauschquelle wirksam wird, die die Rauschzahl sehr schnell ansteigen läßt. Weiterhin läßt sich ein leichtes Ansteigen von F mit der Spannung feststellen, so daß es günstig erscheint, bei rauscharmen Verstärkern mit nicht zu großen Kollektorspannungen zu arbeiten. Wie schon erwähnt, wirkt U_c nicht direkt auf die Rauschzahl ein, die indirekte Beeinflussung geschieht infolge der Änderung der y-Parameter, der Stromverstärkung und der α-Grenzfrequenz. Daneben besteht ein direkter Zusammenhang mit den Oberflächeneigenschaften, was sich im Funkelgebiet auswirkt.
Anhand dieser Meßkurven ist leicht zu sehen, welche Gesichtspunkte beim Aufbau eines rauscharmen Verstärkers zu beachten sind.

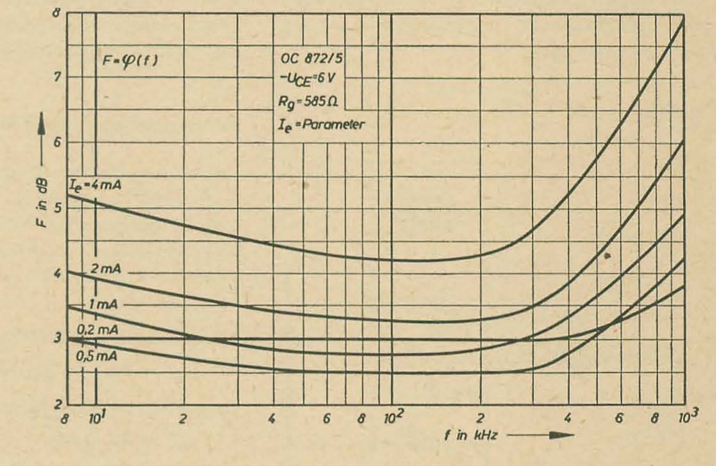


Bild 4: Die Rauschzahl eines in Emitterschaltung betriebenen Transistors als Funktion der Frequenz

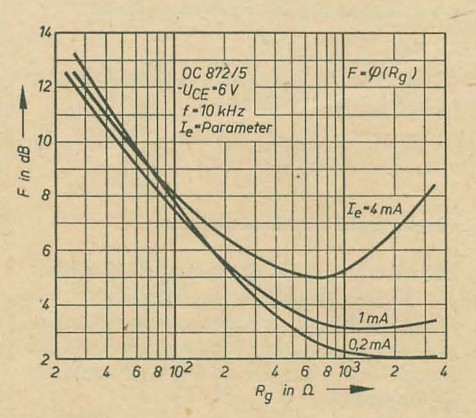


Bild 5: Die Rauschzahl eines in Emitterschaltung betriebenen Transistors in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand bei einer Frequenz von 10 kHz

Meßtechnik

Das Prinzip der Messung der Rauschzahl folgt aus Gleichung (4). Eine bekannte Leistung wird dem zu messenden Transistor derart zugeführt, daß das Signal-Rausch-Leistungsverhältnis am Transistorausgang gleich Eins wird. Dann entspricht die dem Transistor zuge-

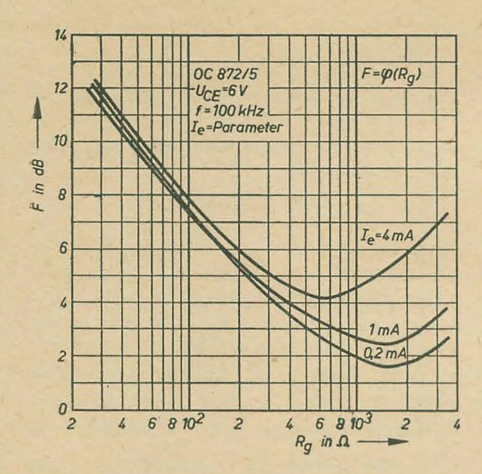


Bild 6: Die Rauschzahl eines in Emitterschaltung betriebenen Transistors in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand bei einer Frequenz von 100 kHz

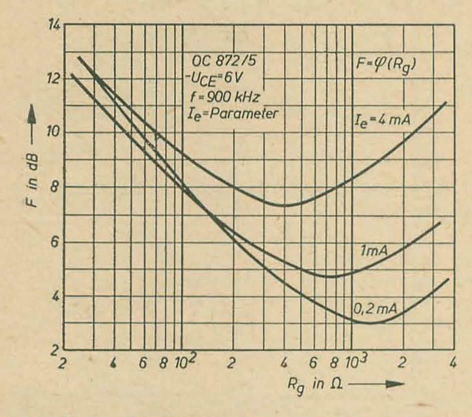


Bild 7: Die Rauschzahl eines in Emitterschaltung betriebenen Transistors in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand bei einer Frequenz von 900 kHz

führte Signalleistung der in der Schaltung entstehenden Rauschleistung.

Als Signalquelle wird bei Frequenzen über etwa 5 kHz häufig ein Rauschgenerator verwendet. Dem Rauschdiodengleichstrom ist dabei ein genau definierter Rauschstrom überlagert, der sich nach Schottky zu

$$\overline{i_{rg}^2} = 2e\, I_D\, \Delta f \qquad (12)$$

ergibt. Die am Generatorwiderstand abfallende Rauschspannung ist folglich

$$\overline{u_{rg}^2} = 2e\, I_D\, \Delta f\, R_g^2 \qquad (13)$$

Mit Gleichung (4) erhält man dann die Rauschzahl des Transistorverstärkers zu

$$F = 20\, I_D\, R_g \qquad (14)$$

Die gesamte Rauschmeßanlage besteht aus folgenden Baugruppen:

1. Rauschgenerator (Leistungsnormal)
2. Arbeitspunktschaltung für den zu prüfenden Transistor
3. Verstärker
4. Rauschanzeige (zur Leistungsverdopplung)

Prinzipiell könnte die Rauschzahl des Transistors sofort an seinem Ausgang gemessen werden. Da aber die auftretenden Spannungen und Leistungen zu klein sind, wird ein Verstärker an den Transistorausgang geschaltet. Will man die spektrale Rauschzahl messen, was hier der Fall war, so muß ein Selektionsglied benutzt werden.

Schwierigkeiten bietet häufig die Anzeige der Leistungsverdopplung. Da bei Rauschspannungen kein Scheitelfaktor definierbar ist, kommen normale Röhrenvoltmeter dafür nicht in Frage. Es muß eine genaue Effektivwertbildung vorgenommen werden, entweder mittels Leistungsmesser oder durch eine quadratische Kennlinie. Als Leistungsmesser kommen praktisch nur Thermokreuze in Betracht, diese sind jedoch für die Praxis zu überlastungsempfindlich. Quadratische Kennlinien lassen sich durch besondere Röhrenschaltungen realisieren. Häufig treten dann jedoch Nullpunktschwankungen auf. Eine weitere Möglichkeit bieten quadratische Kennlinien mit Halbleiterdioden, jedoch braucht man zur genauen Approximation einer quadratischen Kennlinie eine relativ große Anzahl von Dioden, da die Kennlinie bis zum vierfachen Effektivwert quadratisch sein muß. Halbleiterdioden sind auch sehr temperaturabhängig.

Eine einfache Möglichkeit bietet hier die Abschwächung des Signals um 3 dB. An irgendeiner Stelle des Verstärkers, wo der lineare Betrieb noch auf jeden Fall gewährleistet ist, wird die Verstärkung um 3 dB herabgesetzt. Nach Zuschalten des Rauschnormals auf den Transistoreingang wird dann der gleiche Ausschlag am Anzeigeinstrument eingestellt. Da das Normal (Rauschdiode) eine Spannung der gleichen Frequenz und Amplitudenverteilung abgibt wie das Transistorrauschen selbst, entspricht das Einstellen des ursprünglichen Ausschlags genau einer Leistungsverdopplung. Beim Aufbau eines derartigen Rauschmeßplatzes sind folgende Gesichtspunkte zu beachten:

1. Bei Frequenzen unterhalb von etwa 10 kHz muß geprüft werden, ob die Rauschdiode den Schottkyschen Rauschstrom nach Gleichung (12) abgibt oder nicht (zusätzlicher Funkeleffekt).
2. Unterhalb von etwa 10 kHz muß geprüft werden, ob die stromdurchflossenen Widerstände in der Eingangsschaltung zusätzliches Stromrauschen zeigen.
3. Es muß darauf geachtet werden, daß die abgegebene Rauschspannung des Generators brummfrei ist, da sonst zu kleine Rauschzahlen gemessen werden.

Fortsetzung auf Seite 241

Verwendete Formelzeichen

A, B, C	= Konstanten
α	= Kurzschluß-Stromverstärkung in Basisschaltung
α_0	= NF-Kurzschluß-Stromverstärkung in Basisschaltung
F	= Rauschzahl
Δf	= Rauschbandbreite
f_α	= α-Grenzfrequenz
I_D	= Rauschdiodengleichstrom
$\overline{i_{rc}^2}$	= mittleres Rauschstromquadrat der Kollektordiode
$\overline{i_{re}^2}$	= mittleres Rauschstromquadrat der Emitterdiode
$\overline{i_{rg}^2}$	= mittleres Rauschstromquadrat der Sättigungsdiode
I_e	= Emittergleichstrom
I_c	= Kollektorgleichstrom
k	= Bolzman'sche Konstante
P_s	= Signalleistung
P_r	= Rauschleistung
r_b	= Basiswiderstand
$\Re e$	= Realteil
$R_{g\,opt}$	= optimaler Generatorwiderstand
T	= absolute Temperatur
$\overline{u_{rb}^2}$	= mittleres Rauschspannungsquadrat des Basiswiderstandes
$\overline{u_{rg}^2}$	= mittleres Rauschspannungsquadrat der Sättigungsdiode
y_e	= Eingangsscheinleitwert des wirklichen Transistors
kR_e	= Realteil des Eingangsscheinwiderstandes des wirklichen Transistors
y_{11}	= Eingangsscheinleitwert des Intrinsictransistors
y_{12}	= Rückwärtsübertragungsscheinleitwert des Intrinsictransistors
y_{21}	= Vorwärtsübertragungsscheinleitwert des Intrinsictransistors
y_{22}	= Ausgangsscheinleitwert des Intrinsictransistors
Z_g	= $R_g + jX_g$ = Quellimpedanz

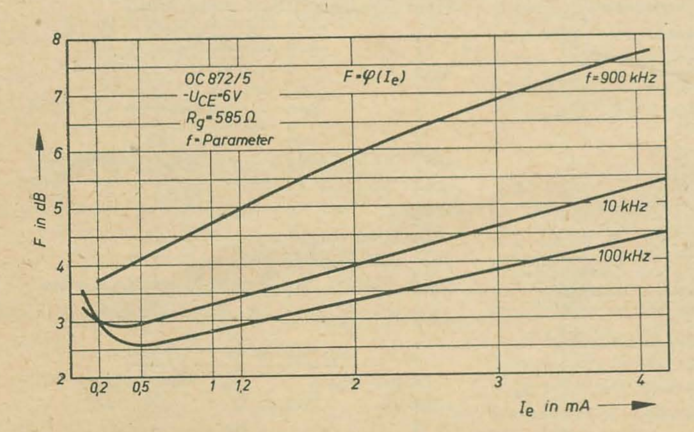


Bild 8: Die Rauschzahl eines in Emitterschaltung betriebenen Transistors in Abhängigkeit vom Emitterstrom

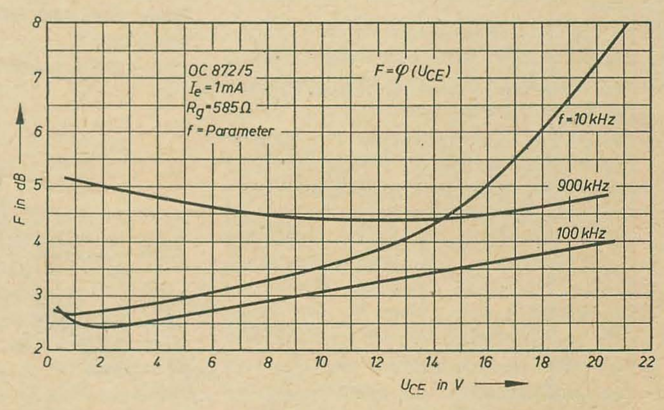


Bild 9: Die Rauschzahl eines in Emitterschaltung betriebenen Transistors in Abhängigkeit von der Kollektorspannung

Einiges zum Diodenbegrenzer

HANS DIETER NAUMANN

Mit Hilfe zweier entsprechend vorgespannter, antiparallel geschalteter Dioden ist es in einfacher Weise möglich, eine beiderseitige Amplitudenbegrenzung zeitlich veränderlicher Spannungen zu erreichen. Der nachfolgende Beitrag vermittelt die Wirkungsweise und Dimensionierung sowie die Zusammenschaltung des Diodenbegrenzers mit Verstärkern.

Wirkungsweise und Dimensionierung

Liegt am Eingang eine sinusförmige Spannung

$$u_E = U_E \cdot \sin \omega t, \qquad (1)$$

so erfolgt die Verarbeitung dieser Spannung durch die Begrenzerschaltung (Bild 1) solange verzerrungsfrei, als

$$u_A = a \cdot U_E \cdot \sin \omega t \qquad (2)$$

kleiner als die Diodenvorspannung E_v ist. Erfüllt also die Eingangsspannung die Bedingung

$$-E_v < U_E < E_v, \qquad (3)$$

so sind beide Dioden gesperrt und zwischen Ein- und Ausgangsspannung besteht ein linearer Zusammenhang

$$u_A = a \cdot u_E, \qquad (4)$$

wobei a eine noch näher zu beschreibende Konstante ist. Die maximale Eingangsspannung u_E, die gerade noch verzerrungsfrei — also nicht begrenzt — verarbeitet wird, ergibt sich demnach zu

$$u_E^* = \frac{E_v}{a} \cdot \sin \omega t \qquad (5)$$

Wird $U_E > E_v$, öffnet die Diode D_1 und die positive Amplitude von u_E wird begrenzt. Wird $U_E < -E_v$, öffnet die Diode D_2, und die negative Halbwelle wird begrenzt. Die Strom-Spannungskennlinien beider Dioden sowie die beschriebenen Zusammenhänge sind im Bild 2 dargestellt.

Zur genaueren Erfassung des Verhaltens der Begrenzerschaltung muß auf die dynamische Kennlinie zurückgegriffen werden, die den Zusammenhang zwischen Aus- und Eingangsspannung beschreibt.

$$u_A = f\,(u_E)$$

Ihr prinzipieller Verlauf ist im Bild 3 dargestellt.

Man erkennt, daß die Kennlinie aus zwei klar unterscheidbaren Bereichen besteht, einem linearen Kennlinienteil sowie zwei Kennlinienästen mit Sättigungscharakter.

Solange $|U_E| < |E_v|$ ist, findet, wie erwähnt, keine Begrenzung statt, die Kennlinie wird im linearen Teil ausgesteuert. Da beide Dioden hierbei im Sperrgebiet arbeiten, kann die Diodenkombination — bei vernachlässigbaren Innenwiderständen der Vorspannungsquellen — durch einen ohmschen Widerstand $R_{sp}/2$ ersetzt werden, wenn R_{sp} der Sperrwiderstand der Dioden ist, der für beide denselben Wert haben soll. Für den linearen Kennlinienteil ergibt sich demnach für die gesamte Begrenzerschaltung ein Ersatzschaltbild nach Bild 4a.

Im Bereich der Begrenzung ist jeweils eine Diode leitend, während die andere sperrt. Unter der Voraussetzung $R_{sp} \gg R_D$ kann deshalb die Diodenkombination in diesem Bereich durch einen Widerstand R_D ersetzt werden (Bild 4b).

Es ist nunmehr naheliegend, den Verlauf der dynamischen Kennlinie durch die Steilheiten im linearen (Sperr-) und im Sättigungs- (Durchlaß-) Bereich S_S und S_D zu charakterisieren. Aus den Ersatzschaltbildern nach Bild 4 ergeben sich folgende Beziehungen:

$$S_S = \left.\frac{\Delta U_A}{\Delta U_E}\right|_{\text{sperr}} = \frac{\frac{R_{sp}}{2}}{R_v + \frac{R_{sp}}{2}} = \frac{R_{sp}}{R_{sp} + 2\,R_v} \qquad (6a)$$

$$S_D = \left.\frac{\Delta U_A}{\Delta U_E}\right|_{\text{Durchlaß}} = \frac{R_D}{R_D + R_v} \qquad (6b)$$

Die Konstante a — nach Gleichung (4) — nimmt damit im linearen Gebiet den Wert S_S an. Die maximale Spannungsamplitude der Eingangsspannung, die gerade noch nicht begrenzt wird, wird deshalb mit den Gleichungen (4) und (6):

$$U_E^* = E_v \cdot \frac{R_{sp} + 2\,R_v}{R_{sp}} \qquad (7)$$

Soll eine Begrenzung eintreten, so muß die Eingangsspannung ein beliebiges Vielfaches n

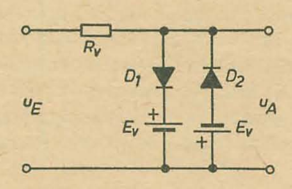


Bild 1: Schaltung des Diodenbegrenzers

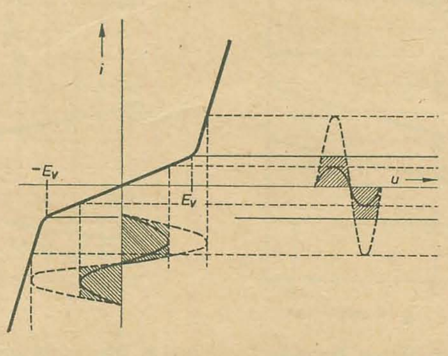


Bild 2: I-U-Kennlinie des Diodenbegrenzers

der Grenzspannung nach Gleichung (5) bzw. (7) sein

$$u_E = n \cdot \frac{E_v}{S_S} \cdot \sin \omega t \qquad (8)$$

mit $n > 1$. Die Ausgangsspannung wird dann mit Gleichung (4):

$$u_A = n \cdot E_v \cdot \sin \omega t \qquad (9)$$

Diese hat im allgemeinen trapezähnliche Gestalt, wobei — wie im Bild 5 für eine Halbwelle prinzipiell dargestellt — das Dach kuppelförmig gewölbt ist. Um die nähere Form der Ausgangsspannung zu beschreiben, vergleicht man sie zweckmäßig mit dem als ideal zu betrachtenden eingeschlossenen Rechteckimpuls. Als erste Kenngröße der

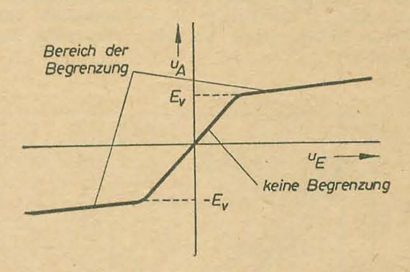


Bild 3: Dynamische Kennlinie des Diodenbegrenzers

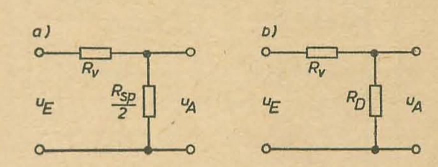


Bild 4: Ersatzschaltbilder des Diodenbegrenzers

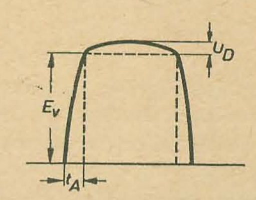


Bild 5: Zur Verformung der Ausgangsspannung

trapezähnlichen Ausgangsspannung empfiehlt sich die Anstiegszeit der Flanke, die man aus Gleichung (9) errechnen kann. Setzt man hier $u_A = E_v$, so ergibt sich die Zeit, die die Ausgangsspannung benötigt, um vom Wert 0 zum Wert E_v anzusteigen. Man erhält

$$1 = n \cdot \sin \omega t_A$$

oder

$$t_A = \frac{1}{\omega} \cdot \arcsin \frac{1}{n} \qquad (10)$$

Die Anstiegszeit der Flanke wird demnach außer von der Frequenz nur von der Überhöhung der Eingangsspannung über die Grenzspannung bestimmt.

Für die Höhe der Dachspannung U_D als zweiten Kennwert der Verformung der Ausgangsspannung erhält man aus Bild 6:

$$\frac{U_D}{E_v} = \frac{U_E^*\,(n-1) \cdot S_D}{U_E^* \cdot S_S}$$

oder

$$U_D = E_v \cdot \frac{S_D}{S_S} \cdot (n-1) \qquad (11)$$

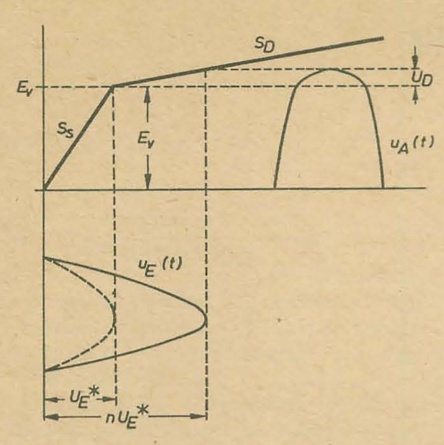


Bild 6: Zur Berechnung der Dachspannung

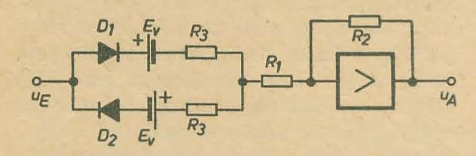


Bild 7: Verstärker mit „Unempfindlichkeitszone"

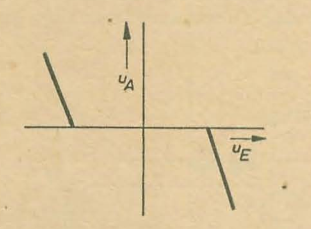


Bild 8: Schematische Kennliniendarstellung zu Bild 7

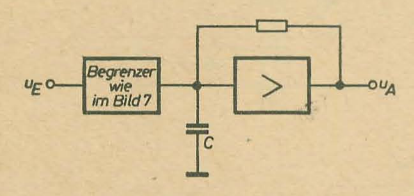


Bild 9: Verstärker mit „Hysterese"-Kennlinie

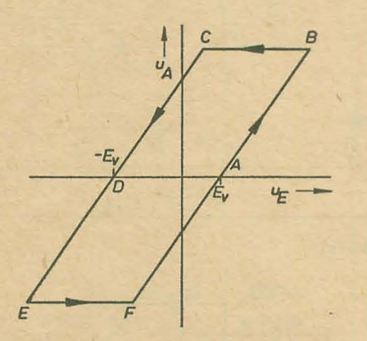


Bild 10: Schematische Kennliniendarstellung zu Bild 9

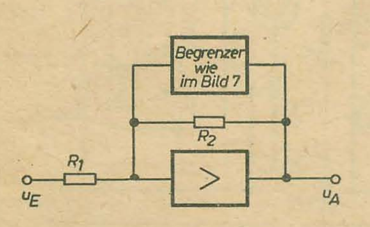


Bild 11: Diodenbegrenzer im Gegenkopplungszweig eines Verstärkers

Man erkennt, daß die Dachwölbung wesentlich von dem Verhältnis der Steilheiten der beiden Kennlinienbereiche abhängig ist.

Aus den bisherigen Betrachtungen ergeben sich folgende Hinweise für den Diodenbegrenzer:

1. Die Anstiegszeit der Flanken der am Ausgang des Begrenzers entstehenden Impulse wird bestimmt durch die Überhöhungen der Eingangsspannung über den Wert der gerade noch nicht begrenzten Eingangsspannung U_E sowie die Frequenz. Eine kleinere Anstiegszeit (steilere Flanke) ist deshalb bei gegebener Frequenz nur durch eine höhere Eingangsspannung, z. B. durch Verstärkung derselben möglich.

2. Die Dachwölbung der Ausgangsspannung wird durch das Verhältnis der Kennliniensteilheiten beider Kennlinienbereiche bestimmt. Da die Diodenwiderstände R_D und R_{sp} mit der Wahl der Dioden festliegen, können die Steilheitswerte gemäß Gleichung (6) nur noch durch Wahl des Vorwiderstandes R_v in gewissen Grenzen variiert werden. Je größer R_v, um so kleiner werden die Steilheiten und um so flacher werden die beiden Kennlinienteile. Je kleiner demnach R_v wird, je größer wird die Dachwölbung der Ausgangsspannung.

Sind bestimmte Forderungen an die Ausgangsimpulse hinsichtlich Dachwölbung und Flankensteilheit gegeben, so kann mit den Gleichungen (6), (8), (10) und (11) eine angenäherte Vorausberechnung des Begrenzers vorgenommen werden. Zu einer genauen Berechnung müßten die Nichtlinearitäten der Kennlinienbereiche berücksichtigt werden.

Zusammenschaltung des Diodenbegrenzers mit Verstärkern

Einige interessante Schaltbeispiele ergeben sich, wenn der Begrenzer mit Verstärkern kombiniert wird [1].

Bild 7 zeigt eine Anordnung, bei der ein Diodenbegrenzer in Reihe mit einem gegengekoppelten Verstärker liegt. Mit dieser Kombination ist es möglich, eine sog. „Unempfindlichkeitszone" des Verstärkers zu erreichen, da erst ab einer bestimmten Eingangsspannung eine Ausgangsspannung vorhanden ist. Die Ausgangsspannung ist Null, solange der Diodenbegrenzer sperrt. Die Eingangsspannung ist also kleiner als die Diodenvorspannung. Erst wenn die Eingangsspannung den Wert der Vorspannnng übersteigt, ist eine Ausgangsspannung am Verstärker vorhanden. Unter der Voraussetzung eines sehr hohen Verstärkereingangswiderstandes (Gitterstromfreiheit) und hoher Verstärkungsziffer gilt für die Ausgangsspannung [1]:

$$U_A = \frac{R_2}{R_1 + R_3 + R_D} (U_E - E_v) \quad (12)$$

Die schematische Kennliniendarstellung dieser Anordnung zeigt Bild 8. Derartige Schaltungen finden z. B. als sog. „Grenzspannungsautomaten" in elektronischen Analogierechenanlagen [2] sowie in Schaltungen der Steuer- und Regelungstechnik Anwendung.

Wandelt man die Schaltung nach Bild 7 zu der nach Bild 9 ab, so erhält man eine hystereseartige Kennlinie nach Bild 10. Solange hier $U_E < E_v$ ist, bleibt der Kondensator C spannungslos. Wird $U_E > E_v$, steigt die Spannung am Kondensator mit steigender Eingangsspannung und U_A verläuft von A nach B. Wird die Eingangsspannung geringer, so bleibt die Ausgangsspannung solange konstant, bis sich der Kondensator C über die Diode D_2 entladen kann. In der Kennlinie wird der Bereich B—C durchlaufen, bei weiterer Verminderung der Eingangsspannung schließlich C—D. Wird $U_E < -E_v$, so verläuft der Vorgang analog in negativer Richtung.

Im Bild 11 liegt der Diodenbegrenzer im Gegenkopplungszweig eines Verstärkers. Bei Gitterstromfreiheit des Verstärkers ist die Verstärkung

$$v = \frac{R_2}{R_1}, \quad (13)$$

solange $v \cdot U_E < E_v$ ist, solange die Dioden also im Sperrbereich arbeiten. Wird $v \cdot U_E > E_v$, so arbeitet immer eine Diode im Durchlaßgebiet und am Ausgang erscheint die Spannung

$$U_A = v \cdot U_E \frac{R_3 + R_D}{R_2 + R_3 + R_D} \quad (14)$$

Die genannten Schaltungen finden z. B. in der Regelungstechnik zur Erstellung elektronischer Modelle von Regelkreisen Anwendung [1].

Literatur

[1] H. Kindler: Modellierung von Regelkreisen und deren Nichtlinearitäten; messen — steuern — regeln 4 (1961) S. 141 bis 146

[2] H. Winkler: Über eine elektronische Analogiemaschine zur Lösung von Differentialgleichungen höherer Ordnung und zur Untersuchung von Problemen der Regelungstechnik; Wiss. Ztschr. HfE Ilmenau 1 (1954/55) S. 15 bis 27

Fortsetzung von Seite 239

4. Die Verstärkung des Gerätes sollte zumindest während des Meßvorganges als konstant angesehen werden können.
5. Der Verstärker muß bis zu dem Punkt, wo die 3-dB-Verstärkungsabsenkung stattfindet, einwandfrei linear arbeiten und bis zum vierfachen Effektivwert der für Vollausschlag am Anzeigeinstrument notwendigen Spannung keine Verzerrungen abgeben.

Anhand einiger Messungen über den Rauschfaktor eines Exemplars OC 872 wurde gezeigt, welche Betriebsgrößen auf das Rauschverhalten einwirken. Es waren dies: Frequenz, Generatorwiderstand, Emitterstrom und Kollektorspannung. Diese vier Parameter müssen bei der Dimensionierung rauscharmer Verstärkerstufen berücksichtigt werden. *Hercht*

Literatur

[1] Guggenbühl, Schneider und Strutt: Messungen über das Hochfrequenzrauschen von Transistoren; NTF Band 5 (1956) S. 34 bis 36

Höchstfrequenztransistoren und ihre Anwendung

A. TEWES

Höchstfrequenztransistoren

Nach dem Mesatransistor, mit dem man bei Leistungen bis 500 mW die 2-GHz-Grenze erreicht hat, ist die Entwicklung unentwegt weiter gegangen. Mit dem Planartransistor erreicht man Verlustleistungen bis 1 W bei 25 °C Umgebungstemperatur. Das Wesentliche bei der Herstellung des Planartransistors ist das Abdecken mit Oxydschichten und Wegätzen dieser Schicht an den zu bearbeitenden sehr kleinen Flächen. Der Durchmesser der Basisschicht ist etwa 150 μm, die Kontaktfläche des Emitters 25 μm. Diese kleinen Abmessungen erfordern ein fotolithographisches Verfahren zum Abdecken der verschiedenen Teilflächen, deren Oxydschicht beim Ätzen stehen bleiben soll. Die Oberflächen werden automatisch weitgehend stabilisiert, weil die Ränder der eindiffundierten Schichten infolge der radialen Diffusion unter die Oxydschicht wandern und so von Anfang an den atmosphärischen Einflüssen und den bei der späteren Bearbeitung benützten Chemikalien entzogen werden. Die Sperrströme eines solchen Transistors liegen in der Größenordnung von 1 nA und schwanken bei der Lagerung während 2000 h und bei +200 °C nur um Bruchteile dieses Wertes. Da auch die anderen Kennwerte des Planartransistors über lange Zeiten konstant bleiben, zeigt dieser Transistor eine lange Lebensdauer und eine hohe Zuverlässigkeit.

In letzter Zeit ist es gelungen, auf einen Einkristall dünne, wirksame Schichten mit gleicher Orientierung aufwachsen zu lassen (Epitaxie). Germanium und Silizium haben die Eigenschaft, verschiedene chemische Bindungen mit Halogenen eingehen zu können, die unter Aufnahme oder Ausscheidung von Germanium oder Silizium leicht ineinander übergeführt werden können. Das Verfahren läßt sich derart durchführen, daß in einem abgeschlossenen Quarzrohr an dem einen Ende Germanium und eine Jodquelle auf der Temperatur 550 °C gehalten werden, während sich am anderen Ende des Quarzrohres ein Germanium-Einkristall bei etwa 400 °C befindet. In der wärmeren Zone bildet sich Germaniumjodid, das als Dampf in die kühlere Zone diffundiert und sich dort an der Oberfläche des Germanium-Einkristalls in Ge J_4 verwandelt. Dabei lagert sich das freiwerdende Germanium an der Kristalloberfläche an. Das in die wärmere Zone zurückdiffundierende Ge J_4 reagiert dort wiederum mit dem Germaniumvorrat in der umgekehrten Richtung.

Bei diesem Verfahren ist besonders wichtig, daß man die Dotierungsstoffe für die neu zu bildenden Schichten dem Germaniumvorrat zusetzen kann. Um abwechselnd p- und n-dotierte Schichten zu erzeugen, ordnet man zwei entsprechend dotierte Germaniumquellen an, die abwechselnd auf die erforderliche Reaktionstemperatur von 550 °C gebracht werden. Da bei 400 °C die Störstellendiffusion sehr gering ist, kann die Dotierung sehr rasch geändert werden; es läßt sich somit ein abrupter pn-Übergang schaffen. Im bisherigen Verlauf der Entwicklung sind die Mesa- und Planartransistoren in epitaxialer Ausführung hergestellt worden.

Bei einwandfreier Widerstandsanpassung am Eingang und Ausgang ist die optimale Leistungsverstärkung

$$v_{P\,opt} = \frac{|y_{21}|^2}{4\,g_{11} \cdot g_{22}}, \qquad (1)$$

wobei g_{11} der reelle Teil des Eingangsleitwertes parallel zum Generatorleitwert G_G und g_{22} der reelle Teil des Ausgangsleitwertes parallel zum Leitwert der Last G_L bedeuten. Nun führt besonders in den Endstufen eines HF- oder ZF-Verstärkers die Widerstandsanpassung nicht zu einer maximalen Ausgangsleistung. Diese ist aber gerade bei Leistungsstufen wichtiger als optimale Verstärkung. Für diesen Fall, also ohne Widerstandsanpassung, ist die Leistungsverstärkung aus der Beziehung

$$v_P = \frac{|y_{21}|^2\,G_L}{(g_{22} + G_L)^2 \cdot g_{11}} \qquad (2)$$

zu berechnen.

Einige Schwierigkeiten bereitet die Verstärkungsregelung bei HF-Transistoren. Die Änderungen der Transistorparameter vor allem $y_{11} = g_{11} + jb_{11}$ und $y_{22} = g_{22} + jb_{22}$ (g = Realteil, b = Imaginärteil des Kurzschluß-Eingangs- bzw. Ausgangsleitwertes) müssen für einen großen Bereich der Kollektorströme (etwa 0,1 ··· 5 mA) bekannt sein. Gerade die Änderungen der Eingangs- und Ausgangsleitwerte bestimmen weitgehend die Bemessung der Schwingkreise, für die man in Regelstufen zwangsläufig einen Kompromiß zwischen Leistungsverstärkung, Verstimmung der Filter und Regelfaktor schließen muß. Mit einem Mesatransistor (z. B. Siemens-Typ AF 106) kann eine Verstärkungsregelung von 20 bis 40 dB (Regelfaktor) erreicht werden; das reicht bei Verwendung von zwei geregelten Stufen aus.

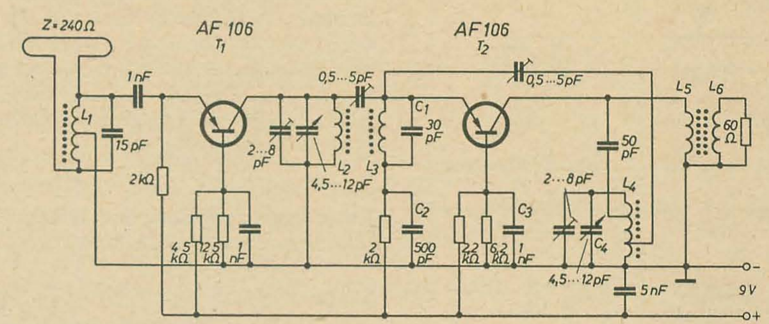


Bild 1: UKW-Eingangsschaltung mit zwei Transistoren

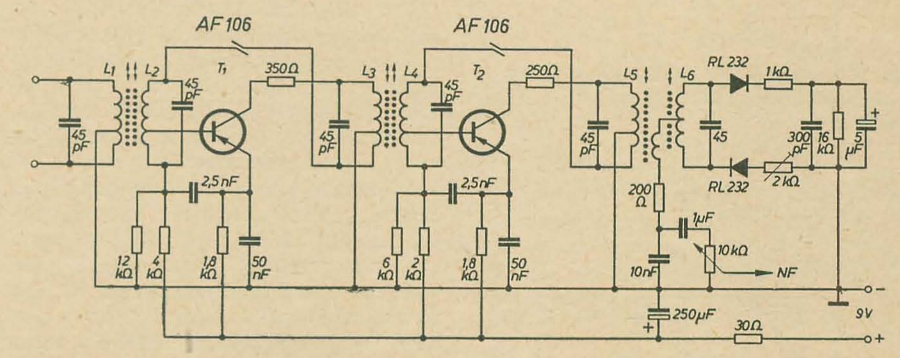


Bild 2: Schaltung des UKW-FM-ZF-Verstärkers für 10,7 MHz

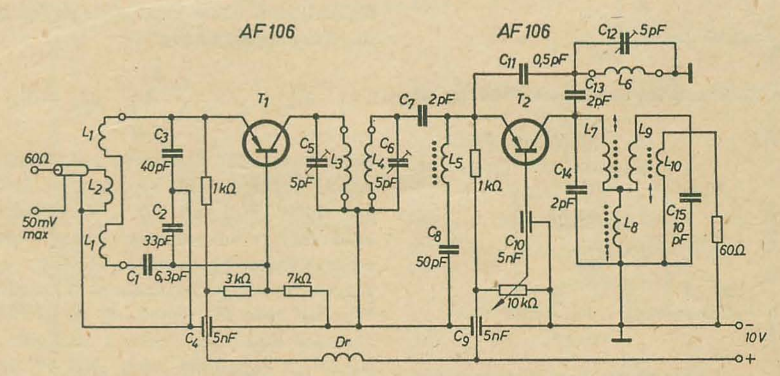


Bild 3: Schaltung des VHF-Kanalwählers mit zwei Transistoren

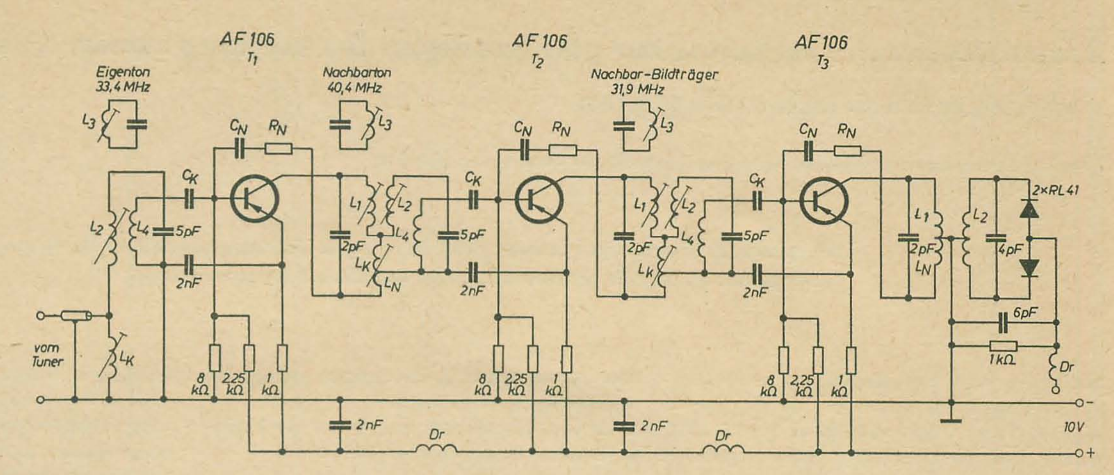


Bild 4: Schaltung des dreistufigen Bild-ZF-Verstärkers

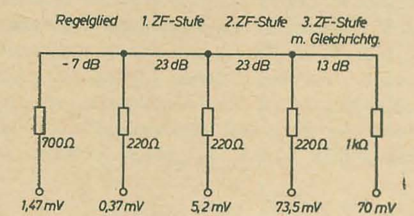


Bild 5: Pegelplan des dreistufigen Bild-ZF-Verstärkers

Rundfunkschaltungen mit HF-Transistoren

Bild 1 zeigt die Schaltung eines UKW-HF-Eingangsteiles für den üblichen Frequenzbereich von 80 ··· 102 MHz. Da der Eingangswiderstand der Vorstufe T_1 etwa 35 Ω beträgt, ist er über den Eingangsübertrager an den 240-Ω-Antennenwiderstand angepaßt. Da in diesem Frequenzbereich Phasendrehungen der Steilheit des Transistors unvermeidlich sind, ist es zweckmäßig, im Oszillator eine Phasenkorrektur vorzunehmen. Dazu dient die Induktivität L_3 mit dem parallelgeschalteten Kondensator C_1 (30 pF). C_1 erleichtert außerdem die Entdämpfung der ZF-Schwingungen, die mit den weiteren Kapazitäten C_2 und C_3 durchgeführt wird (500 pF und 1 nF). Die Spule L_4 bildet zusammen mit der Kapazität C_4 (und dem Trimmer 2 ··· 8 pF) den Oszillatorkreis. Durch Anzapfung der Spule L_4 wird die Oszillatorfrequenz sehr stabil. Der Ausgangswiderstand des Mischtransistors T_2 ist etwa 100 kΩ bei 10 MHz, so daß der ZF-Kreis ohne Anzapfung eine hohe Gütezahl ergibt. Der Kollektorstrom beträgt in beiden Stufen je 1 mA und die gesamte Stromaufnahme etwa 3,7 mA. Die Verstärkung in den beiden Stufen ist über den ganzen in Betracht kommenden Frequenzbereich von 80 ··· 102 MHz konstant; sie beträgt im Mittel 30 dB bei einem Rauschfaktor von 5,5 dB.

Erhöht man die Eingangsspannung der UKW-Einheit, wird bei einer bestimmten Spannung des Mischtransistor voll ausgesteuert. Bis zu diesem Punkt wird beim Mischen mit einem getrennten Oszillator die Resonanzfrequenz des ersten ZF-Kreises durch die mittlere Kapazität am Kollektor bestimmt. Bei Übersteuerung wird dagegen die ZF-Schwingung im Kollektorkreis stark beschnitten und dadurch die Kurve des ersten ZF-Filters verformt. Auch beim selbstschwingenden Mischer gilt das gleiche für die ZF-Schwingung. Dazu ergibt sich aber außerdem noch eine Verstimmung der Oszillatorfrequenz, die um so geringer ist, je höher die Grenzfrequenz des benutzten Transistors liegt.

Mit einem Mesatransistor ist es auch möglich, bei der üblichen ZF von 10,7 MHz eine Stufenverstärkung von 30 dB in einem Transistor-ZF-Verstärker zu erreichen. Die dafür zweckmäßige Schaltung zeigt Bild 2. Man erreicht mit dieser Anordnung günstige Selektion, ausreichende Bandbreite und erträgliche Streuung der Empfindlichkeit. Ein nach den Schaltbildern 1 und 2 aufgebauter UKW-Empfänger hat mit nur vier Transistoren für Vorstufen und ZF-Verstärkern dieselbe Verstärkung, die sonst erst mit fünf Transistoren erzielt werden kann.

Fernsehschaltungen mit HF-Transistoren

Bild 3 zeigt die vollständige Schaltung eines VHF-Kanalwählers. Für die Empfindlichkeit des Empfängers wurde ein Signal/Rauschabstand von 40 dB (womit ein gutes Bild erzielt wird) gefordert.

Der Kanalwähler enthält für die Fernsehbänder I und III einen Vorstufentransistor T_1 und eine selbstschwingende Mischstufe T_2. Um die Rückwirkung klein zu halten, wird der Vorstufentransistor in Basisschaltung betrieben. Auf eine Neutralisation kann dann verzichtet werden, außerdem ist dann die an der Antenne auftretende Störstrahlung gering. Im vorliegenden Fall wurde jedoch keine reine Basisschaltung angewendet, sondern analog der bei Röhren bekannten Zwischenbasisschaltung der Erdungspunkt des Eingangskreises zwischen Basis und Emitter gelegt, wodurch die Rückwirkung vollständig kompensiert werden kann. Die Bandbreite des Eingangskreises ist 10 MHz; durch diesen Kreis wird der Wellenwiderstand des Antennenkabels (60 Ω) an den Transistoreingangswiderstand angepaßt.

Aus schaltungstechnischen Gründen wurde die selbstschwingende Mischstufe (T_2) ebenfalls in Basisschaltung betrieben. Um die Oszillatorfrequenz bei Exemplarstreuungen des Transistors, Übersteuerung und Absinken der Batteriespannung möglichst konstant zu halten, wurde der Oszillatorschwingkreis L_6, C_{12} über sehr kleine Kapazitäten (0,5 und 2 pF) mit T_2 verbunden. Fließt ein Arbeitsstrom von 1,5 mA, wird die optimale Mischverstärkung erzielt; die Oszillatorspannung zwischen Emitter und Basis von T_2 beträgt dann 150 ··· 200 mV. Der Reihenresonanzkreis L_5, C_8 hat die Aufgabe, die ZF am Eingang der Mischstufe kurzzuschließen, so daß die Mischverstärkung nicht verringert wird. Zwischen Kanalwähler und dem nachfolgenden Transistor-ZF-Verstärker befindet sich ein induktiv gekoppeltes Bandfilter mit einer Bandbreite von 7 MHz. Bei der vorgesehenen Batteriespannung von 10 V ist die mittlere Verstärkung des Kanalwählers 25 ··· 27 dB. Die höchstzulässige Eingangsspannung liegt bei 50 mV (ohne Regelung), der Rauschfaktor zwischen 6 und 7 dB.

Das Schaltbild des nachfolgenden ZF-Verstärkers zeigt Bild 4. Als Koppelglieder zwischen den drei Stufen T_1, T_2 und T_3 wurden Bandfilter verwendet, die neben guter Selektion und Verstärkung auch eine befriedigende Phasenlinearität (gute Laufzeiteigenschaften) aufweisen.

Die benötigte Gesamtverstärkung von den Antennenklemmen bis zum Belastungswiderstand des Videodetektors bestimmt die erforderliche ZF-Verstärkung. Bei einer Antennenempfindlichkeit von 50 μV und einem Videosignal von U_{ss} = 700 mV an 1 kΩ ergibt sich als Gesamtverstärkung 77 dB. Rechnet man mit einer Verstärkung im Kanalwähler von 25 dB, so muß der ZF-Verstärker etwa 52 dB aufbringen. Als Sicherheit (Dämpfung für die Gleichrichtung usw.) soll die Gesamt-ZF-Verstärkung 70 dB betragen. Versucht man, wie beim röhrenbestückten Bild-ZF-Verstärker, mit drei Transistorstufen auszukommen, so wäre die benötigte Stufenverstärkung etwa 23 dB. Der Mesatransistor AF 106 liefert bei einem Kollektorstrom von 1 mA bei 40 MHz etwa 35 dB Leistungsverstärkung in Emitterschaltung. Es ergibt sich dann für den dreistufigen ZF-Verstärker der Pegelplan Bild 5. Einschließlich des zwischen Kanalwähler und erster ZF-Stufe liegenden Bandfilters enthält der ZF-Verstärker insgesamt vier Zweikreisfilter.

Da die Transistoren in Emitterschaltung arbeiten, ist eine Neutralisation der Stufen vorgesehen. Zur Neutralisierung dienen die Widerstände und Kondensatoren R_N und C_N zwischen Basis und Kollektor jedes der drei Transistoren.

Zur Gleichrichtung des Signals wird eine Dioden-Gegentaktschaltung benutzt, die einen kleinen Innenwiderstand und einen hohen Wirkungsgrad hat. Die Aussiebung der Hochfrequenz wird bei dieser Schaltungsart bedeutend erleichtert, weil diese doppelt so hoch wie die ZF ist. Ferner kann hierbei der Frequenzgang bis 5 MHz mit einfachen Mitteln linear gehalten werden. Man erreicht in der Gesamtschaltung eine Stufenverstärkung von rund 25 dB. Die erforderliche Batteriespannung beträgt wie beim Kanalwähler 10 V.

Transistorsimultanschalter zur gleichzeitigen Darstellung zweier Vorgänge auf einem Einstrahloszillografen

Mitteilung aus dem Institut für Physik der Technischen Hochschule für Chemie, Leuna-Merseburg

Die nachfolgend beschriebene Schaltungsanordnung eignet sich zur gleichzeitigen Darstellung zweier Vorgänge auf jedem Oszillografen, bei dem die Kippspannung durch gesonderte Buchsen entnehmbar ist.

Es lassen sich Frequenzen bis weit über 100 kHz noch gut darstellen, da das Gerät eine maximale Umschaltfrequenz von 25 kHz zuläßt. Für die Darstellung höherfrequenter Vorgänge müssen spezielle HF-Transistoren verwendet werden. Hierbei sind dann Änderungen in der Bemessung verschiedener Schaltelemente nötig; die Wirkungsweise der Schaltungsanordnung bleibt jedoch prinzipiell die gleiche.

Vorteile des Gerätes

Die Vorteile des Gerätes sind eine schimmer- und flimmerfreie Anzeige, da die Umschaltung darzustellender Vorgänge immer in der Dunkeltastperiode des Oszillografen erfolgt.
Ferner ein unkritischer Aufbau; es lassen sich ohne Änderung der Größe der Schaltelemente die Transistoren OC 810 bis OC 818 verwenden.
Die Batteriespannung kann zwischen 3 ··· 9 V liegen. Das Gerät arbeitet in diesem Bereich einwandfrei. Es ändert sich lediglich die Höhe der maximal zulässigen Eingangsspannung. Bei einer Batteriespannung von 6 V können Signale bis maximal 1 V durchgeschaltet werden.

Der Stromverbrauch ist äußerst gering, bei 6 V beträgt er etwa 6 mA.
Weiterhin eignet sich das Gerät als fremdgesteuerter Rechteckgenerator.

Wirkungsweise der Schaltung

Im Bild 1 ist die Gesamtschaltung des Gerätes dargestellt. Der zur Verfügung stehende Sägezahn des Oszillografen gelangt über Buchse B_4 zum Eingang der Triggerstufe. Bild 2 zeigt den entsprechenden Impulsplan. Durch geeignete Einstellung des Potentiometers P_4 wird erreicht, daß die Triggerstufe auf der Rückflanke des Sägezahnes anspricht (Bild 3). Am Kollektorwiderstand des Transistors T_2 entsteht dann ein positiver Rechteckimpuls, der über 1 nF und dem 5-kΩ-Eingangswiderstand der Flip-Flop-Stufe differenziert wird (Bild 4). Die Dioden OA 625 schneiden den negativen Anteil ab, so daß an den beiden Basen von T_3 und T_4 nur positive Impulse zur Wirkung kommen können. Jeder ankommende Impuls und hiermit jede Sägezahnperiode läßt somit die Flip-Flop-Stufe in eine ihrer beiden Extremstellungen kippen, d. h., für die erste Sägezahnperiode ist z. B. T_3 geöffnet und T_4 geschlossen. Für die zweite Sägezahnperiode ist T_3 geschlossen und T_4 geöffnet. Für den dritten Sägezahnimpuls wird wieder die Stellung 1 eingenommen usw. An den Kollektorwiderständen stehen damit abwechselnd im Rhythmus der Kipperiode positive Impulse zur Verfügung, die den Basen der Transistoren T_5 und T_6 in der Simultanstufe zugeführt werden. Die Breite dieser Impulse ist aber mindestens gleich einer Kipperiode, so daß jeweils für diese Zeit abwechselnd einer der Transistoren T_5 bzw. T_6 geschlossen oder ge-

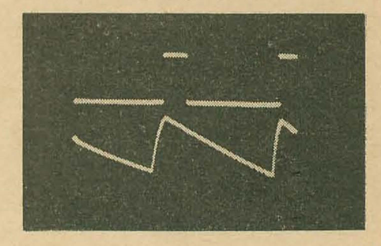


Bild 3: 1-kHz-Sägezahnimpulse an B_4 mit den daraus gewonnenen Rechteckimpulsen, Meßpunkt A

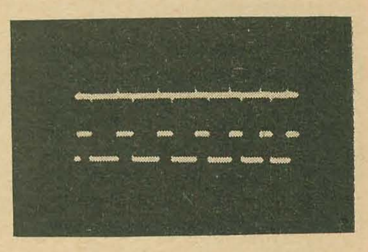
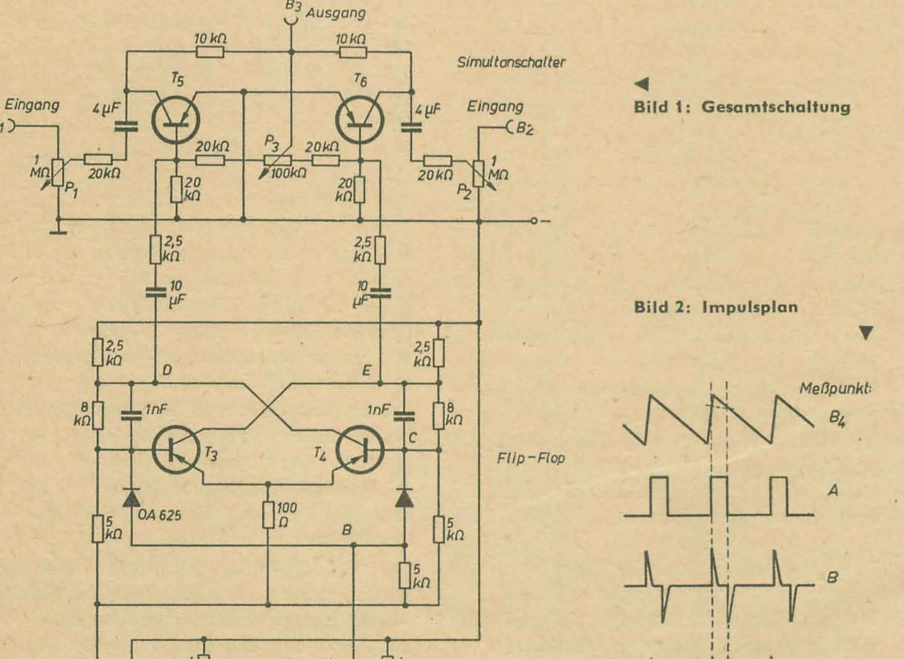


Bild 4: 10-kHz-Triggerimpulse (Meßpunkt A) und das zugehörige differenzierte Signal, Meßpunkt B



◄ Bild 1: Gesamtschaltung

Bild 2: Impulsplan ▼

Bild 5: 3-kHz-Sinussignal an B_4 und den daraus gewonnenen Rechteckimpulsen, Meßpunkt A

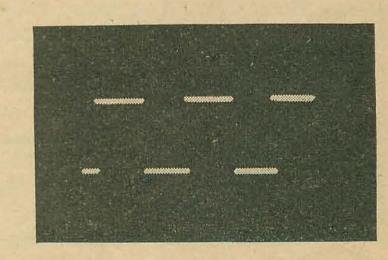


Bild 6: 1,5-kHz-Rechteckimpulse (Meßpunkt C), ausgelöst durch die im Bild 5 gezeigten Triggerimpulse von 3 kHz

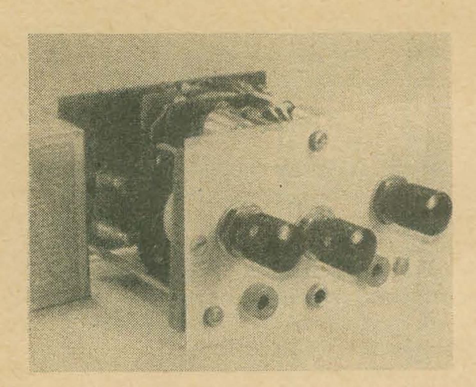


Bild 7: Ansicht des Mustergerätes

öffnet ist. Während der Schließungszeit kann das abzubildende Signal über die Buchse B_1 (regelbar in der Amplitude durch das Potentiometer P_1 oder entsprechend über Buchse B_2, regelbar durch P_2) zur Ausgangsbuchse B_3 und von dort zum Verstärkereingang des Oszillografen gelangen. Das zweite abzubildende Signal ist während des ersten Signals über den Flußwiderstand kurzgeschlossen und gelangt deshalb nicht zum Oszillografen. Dieser Vorgang wiederholt sich nach jeder Kipperiode im Wechsel. Um beide Vorgänge in der Lage zur Zeitachse verschieben zu können, wird der an den Kollektoren von T_3 und T_4 entstehende Mäanderimpuls über P_3, in der Amplitude und Polarität regelbar, dem Ausgang (Buchse B_3) zugeführt.
Soll das Gerät als Rechteckgenerator verwendet werden, so muß hierzu der Buchse B_4 ein entsprechendes Steuersignal beliebiger Kurvenform mit einer Mindestamplitude von 100 mV zugeführt werden. Verwendet man z. B. als Steuersignal die Ausgangsspannung eines Sinusgenerators (bis maximal 25 kHz), so können am Kollektorwiderstand von T_2 positive Rechteckimpulse von der gleichen Frequenz entnommen werden, deren Breite in gewissen Grenzen durch P_4 regelbar ist (Bild 5). An den Kollektorwiderständen von T_3 und T_4 stehen positive oder negative Rechteckimpulse mit der halben Periode der Steuerfrequenz und einem Tastverhältnis von 1 : 1 zur Verfügung (Bild 6). Die Amplitude ist etwa geich der Batteriespannung.

Mechanischer Aufbau

Der Aufbau ist völlig unkritisch und kann jedem Zweck — Einzelgerät, Einbausatz in einen Oszillografen, steckbares Gerät usw. — angepaßt werden. Es ist lediglich auf eine Abschirmung der Ein- und Ausgangsleitungen für die Signalwege im Simultanbaustein zu achten. Das Mustergerät mit Platzmöglichkeit für die 6-V-Batterien ist im Bild 7 gezeigt. Die einzelnen Bausteine (Trigger-, Flip-Flop-, Schaltstufe) sind getrennt auf Pertinaxbrettchen aufgebaut und auf einem gemeinsamen Bolzen zwischen Front- und Rückplatte aufgehängt.
Das Mustergerät hat die Abmessungen 100 × 70 × 80 mm. Das Gewicht beträgt 350 p einschließlich der Batterien.

Dr. W. Praxmare

Monostabiler Multivibrator mit kurzer Rückkippzeit

H. KAHL

Nachfolgend wird die Wirkungsweise eines monostabilen Multivibrators beschrieben. Danach werden die wesentlichsten Forderungen genannt, die in der Praxis an eine solche Schaltung gestellt werden. Bei den Dimensionierungshinweisen wird gezeigt, daß der Anwendung eines üblichen monostabilen Multivibrators Grenzen gesetzt sind. Es wird eine Schaltung vorgeschlagen, die sich bewährt hat und die die gestellten Forderungen besser erfüllt.

Zunächst sei die Wirkungsweise eines üblichen monostabilen Multivibrators nach Bild 1 kurz erläutert.
Im stabilen Zustand ist der Transistor T_2 leitend, da seine Basis über R_3 an Minuspotential liegt. Die Spannung am Kollektor von T_2 ist demnach sehr klein ($U_{C2} \approx U_{R6}$). Über den Spannungsteiler R_4, R_5 erhält T_1 deshalb eine positive Basisspannung, er ist gesperrt. Gelangt vom Eingang her ein negativer Impuls an die Basis von T_1, so wird dieser leitend. Infolge des einsetzenden Kollektorstromes und des damit verbundenen Spannungsabfalles an R_{c1} entsteht am Kollektor von T_1 ein positiver Spannungssprung. Der Kondensator C_2 überträgt diese Spannungsänderung an die Basis von T_2. Dessen Basisspannung wird positiv, und der Transistor wird gesperrt. An seinem Kollektor steigt die Spannung rasch ins Negative. Über R_4 wird T_1 mit Basisstrom versorgt und bleibt leitend. Dieser labile Zustand bleibt so lange erhalten, bis sich der Kondensator C_2 über R_3 so weit entladen hat, daß T_2 wieder eine negative Basisspannung bekommt und öffnet. An R_{c2} fällt dadurch eine Spannung ab, und über den Spannungsteiler R_4, R_5 wird T_1 gesperrt. Die Schaltung kippt wieder in den stabilen Ausgangszustand zurück. Die stabile Lage wird nicht sofort erreicht, sondern die Schaltung benötigt dazu eine gewisse Zeit, die wir Rückkippzeit nennen. Erst nach dieser Rückkippzeit ist der Multivibrator in der Lage, eine Kippschwingung von gleicher Dauer auszuführen, wenn er durch einen erneuten Eingangsimpuls dazu veranlaßt wird (Bild 2).
Die Dauer einer Kippschwingung beträgt

$$t_1 = R_3 \cdot C_2 \cdot \ln 2 \qquad (1)$$

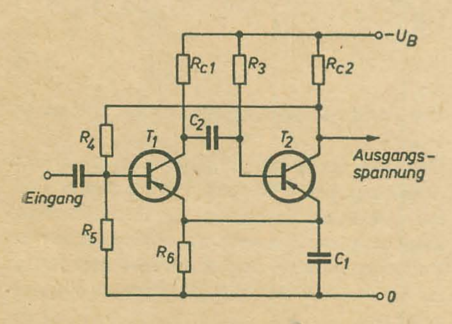


Bild 1: Monostabiler Multivibrator

In der Impulstechnik stößt man sehr oft auf Probleme, zu deren schaltungstechnischer Lösung monostabile Multivibratoren notwendig sind, die folgende Forderungen erfüllen müssen:

1. Gute Flankensteilheit der Ausgangsspannung

Diese Forderung läßt sich erfüllen, wenn man die Transistoren im leitenden Zustand in der Sättigung betreibt. Das führt zu der Bedingung

$$\frac{I_c}{I_b} = \frac{R_3}{R_c} < B \qquad (2)$$

(B ist die Stromverstärkung in Emitterschaltung im übersteuerten Gebiet)

2. Funktionssicherheit der Schaltung

Wegen der Temperaturstabilität muß der absolute Wert von R_c so gewählt werden, daß der Kollektorstrom wesentlich größer als der größtmögliche Kollektorreststrom ist.

$$I_c \approx \frac{U_B}{R_c} \gg I_{cr} \qquad (3)$$

R_c darf aber nicht so klein werden, daß $I_c > I_{c\,max}$ wird. Es ist sogar sehr oft aus Gründen des Stromverbrauches erwünscht, daß I_c einen bestimmten Wert, der kleiner als der maximal zulässige ist, nicht überschreitet. Über die Größe von R_c kann somit nicht frei verfügt werden. Sein Wert ist nach unten und oben begrenzt.

3. Konstanz der Dauer einer Kippschwingung

Die Dauer der Kippschwingungen soll sich bei Schwankungen der Betriebstemperatur wenig ändern. Dieser Forderung kann man nachkommen, wenn R_3 möglichst klein bemessen wird.
C_2 entladet sich nämlich außer über R_3 auch über den temperaturabhängigen Widerstand der Eingangsstrecke des gesperrten Transistors T_2. Durch seinen Einfluß wird die Dauer der Kippschwingungen temperaturabhängig (wenn man vom bedeutend geringeren Ein-

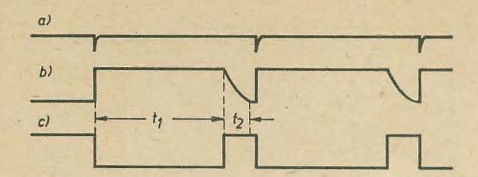


Bild 2: Impulsdiagramm, a) Eingangsspannung, b) Spannungsverlauf am Kollektor von T_1 (U_{c1}), c) Ausgangsspannung U_{c2}

fluß des TK von R_3 und C_2 absieht). Der Einfluß der Eingangsstrecke des gesperrten Transistors T_2 wird um so geringer, je kleiner R_3 ist. R_3 sollte nicht größer als etwa 30 kΩ sein, wenn besonderer Wert auf die Konstanz der Kippschwingungsdauer bei schwankender Betriebstemperatur gelegt wird.

4. Kurze Rückkippzeit

Oftmals ist es erforderlich, daß ein monostabiler Multivibrator nach einer relativ langen Kippschwingung (Größenordnung 100 ms), in kurzer Zeit (einige ms) auf einen erneuten Eingangsimpuls ansprechen muß. Die Schaltung kann aber nur dann eine Kippschwingung der geforderten Länge ausführen, wenn sie beim Eintreffen des Eingangsimpulses die stabile Lage vollkommen erreicht hat. Das heißt, die Kollektorspannung U_{c1} des Transistors T_1 muß bereits wieder den Wert $-U_B$ erreicht haben. Das Potential am Kollektor von T_1 ändert sich nämlich nicht sprunghaft, wenn die Schaltung in ihre stabile Lage zurückkippt (T_1 wird gesperrt), sondern steigt in der Weise an, wie der Kondensator C_2 aufgeladen wird. Die Aufladung erfolgt mit der Zeitkonstanten

$$\tau = (R_{c1} + R_6) \cdot C_2 \qquad (4)$$

$(R_6 < R_{c1})$

Die Aufladung ist praktisch beendet nach der Zeit

$$t_2 = 5 \cdot \tau \qquad (5)$$

Erst nach dieser Zeit hat die Schaltung den stabilen Zustand vollkommen erreicht und kann, durch einen Eingangsimpuls angeregt, eine erneute Kippschwingung der geforderten Länge ausführen. Wird die Schaltung bereits zu einer Kippschwingung angeregt, ehe C_2 vollkommen aufgeladen ist, dann ist der positive Impuls, der über C_2 an die Basis von T_2 gelangt und diesen Transistor sperrt, kleiner. C_2 entladet sich folglich in einer kürzeren Zeit so weit, daß T_2 wieder negative Basisspannung erhält, wodurch der Rückkippvorgang eingeleitet wird. In einem solchen Fall ist die Dauer der Kippschwingung kürzer als gefordert.

Betrachtet man die sich aus den vier Forderungen ergebenden Dimensionierungshinweise, so stellt man fest, daß diese mit einem monostabilen Multivibrator nach Bild 1 nur bis zu einem gewissen Grade gleichzeitig erfüllt werden können. Das gilt vor allem, wenn die Forderung 4 hinzukommt.

Der Gleichung (1) ist zu entnehmen, daß die Dauer einer Kippschwingung durch Vergrößern von R_3 und C_2 entsprechend verlängert werden kann. R_3 darf aber nicht zu hochohmig werden, soll die Forderung 3 Berücksichtigung finden.

Um der Forderung 4 zu entsprechen, soll — wegen Gleichung (4) — C_2 nicht zu groß werden, da τ klein sein muß und R_{c1} aus angeführten Gründen nicht beliebig klein sein darf.

Durch eine Schaltung nach Bild 3 kann man die gestellten Forderungen wesentlich besser erfüllen. Ihr Vorteil besteht darin, daß die Rückkippzeit bedeutend kleiner ist.

Die Wirkungsweise dieser Schaltung gleicht im Prinzip der vorher beschriebenen, so daß jetzt nur auf die Unterschiede eingegangen zu werden braucht.

Durch einen negativen Eingangsimpuls wird T_1 leitend. Der dadurch entstehende positive Spannungssprung am Kollektor gelangt jetzt über die Diode D_1 und den Kondensator C_2 an die Basis von T_2 und sperrt diesen. Wie im vorher beschriebenen Fall bleibt die Schaltung so lange im labilen Zustand (T_2 gesperrt, T_1 leitend), bis sich C_2 über R_3 so weit entladen hat, daß T_2 wieder öffnet, wodurch T_1 gesperrt wird. Sobald T_1 sperrt, erhält T_3 eine negative Basisspannung und wird leitend. Über R_7 erfolgt die Aufladung von C_2. Da T_3 nur kurzzeitig vom Ladestrom durchflossen wird, ist es möglich, R_7 sehr niederohmig zu machen, ohne daß der Transistor dadurch gleich zu Schaden kommt oder die Stromquelle unnötig hoch belastet wird. C_2 wird in kürzester Zeit aufgeladen und die Schaltung ist in derselben kurzen Zeit bereit, auf einen Eingangsimpuls erneut anzusprechen.

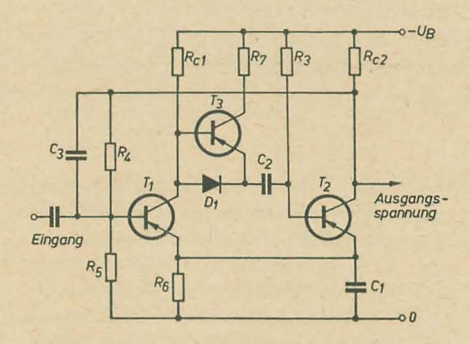


Bild 3: Monostabiler Multivibrator mit kurzer Rückkippzeit

Durch Einführung des Kondensators C_3 kann man noch eine weitere, geringfügige Verkürzung der Rückkippzeit erreichen, da über C_3 ein kräftiger positiver Impuls auf die Basis von T_1 gegeben wird, wenn durch Öffnen von T_2 der Rückkippvorgang eingeleitet wird. T_1 sperrt dadurch sehr schnell.

Abschließend noch einige zusammenfassende Hinweise zur Dimensionierung. Man erhält einen sicher arbeitenden monostabilen Multivibrator, wenn dafür gesorgt wird, daß jeweils ein Transistor sicher gesperrt, der andere restlos durchgesteuert ist. Dimensioniert man die Schaltung entsprechend den nachfolgenden Gleichungen, so ist das der Fall.

R_c ergibt sich aus dem zulässigen Kollektorstrom ($R_{c1} = R_{c2} = R_c$). Für R_3 gilt:

$$R_3 \leqq B \cdot R_c \qquad (6)$$

Wegen konstanter Kippschwingungsdauer — Forderung 3 — soll R_3 nicht größer als 30 ··· 50 kΩ sein.

R_6 ist in Grenzen frei wählbar. Er wird so bemessen, daß der durch ihn fließende Strom einen Spannungsabfall

$$U_{R6} = 0{,}4 \cdots 1\ \mathrm{V}$$

erzeugt. Diese Spannung hat die Aufgabe, den Emitter von T_1 negativ vorzuspannen, um über R_5 eine positive Basisspannung zur Sperrung von T_1 zu sichern. (U_{R6} hat auch maßgeblichen Einfluß auf die Ansprechspannung. Darunter versteht man die Spitzenspannung der Impulse, auf die der Multivibrator sicher ansprechen soll).

R_6 ergibt sich somit zu:

$$R_6 = \frac{U_{RE}}{I_c} \qquad (7)$$

Damit T_1 im stabilen Zustand sicher sperrt, muß

$$U_{R5} < U_{R6} \qquad (8)$$

sein.

Dazu ist R_4 und R_5 entsprechend zu dimensionieren.

Im stabilen Zustand gilt unter der Voraussetzung $U_{CE2} = 0$

$$U_{R4} + U_{R5} = U_{R6} \qquad (9)$$

Verlangen wir, daß

$$U_{R5} = \frac{1}{5} \cdot U_{R6} \qquad (10)$$

ist, so folgt aus Gleichung (9)

$$U_{R4} = 4 \cdot U_{R5} \qquad (11)$$

und daraus

$$R_5 = \frac{R_4}{4} \qquad (12)$$

Im labilen Zustand muß T_1 sicher durchgesteuert sein. Zu diesem Zweck ist R_4 entsprechend zu bemessen.

$$I_{R4} = I_{B1} + I_{R5} \qquad (13)$$

$$I_{B1} = \frac{I_{c1}}{B} \qquad (14)$$

$$I_{R5} \approx \frac{U_{R6}}{R_5} = \frac{U_{R6} \cdot 4}{R_4} \qquad (15)$$

Außerdem gilt:

$$I_{R4} \approx \frac{U_B - U_{R6}}{R_c + R_4} \qquad (16)$$

Setzt man die Gleichungen (13) und (16) einander gleich, so erhält man eine quadratische Gleichung für R_4, deren Lösung

$$R_4 = -\frac{1}{2}\,\frac{R_c \cdot I_c + B\,(5\,U_{R6} - U_B)}{I_c} + \sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{R_c \cdot I_c + B\,(5\,U_{R6} - U_B)}{I_c}\right)^2 - \frac{4\,U_B \cdot U_{R6} \cdot R_c}{I_c}} \qquad (17)$$

ist.

Der Kondensator C_2 ergibt sich aus Gleichung (1).

Um eine genügende Funktionssicherheit der Schaltung bei niedrigen Temperaturen und bei etwaigem Nachlassen der Stromverstärkung zu garantieren, ist zu empfehlen, in der Rechnung eine geringere Stromverstärkung, als die der zu verwendenden Transistoren, anzusetzen.

Bauanleitung für ein einfaches Störschutzprüfgerät für Rechenmaschinen

WALTER KOCH

Bei der Reparatur von Rechenmaschinen, deren Störschutz der E-Anlage defekt ist, muß man entscheiden, ob dies auf einen Fehler im Störschutz oder auf einen schadhaften Kollektor des Motors zurückzuführen ist. Dazu soll das beschriebene einfache Störschutzprüfgerät dienen. Durch die schnelle und sichere Überprüfung des Störschutzes kann die Arbeitsproduktivität im Reparaturkundendienst wesentlich gesteigert werden. Die Baukosten des Gerätes sind gering. Das Mustergerät arbeitet seit zwei Jahren zur vollsten Zufriedenheit im Reparaturkundendienst. Selbstverständlich können mit diesem Gerät auch Kondensatoren beliebiger Bauart (Prüfspannung mind. 450 V) auf Feinschluß oder Durchschlag geprüft werden.

Der Defekt eines Störschutzes ist in den meisten Fällen auf einen Feinschluß oder Durchschlag eines Kondensators zurückzuführen, weniger aber auf einen schadhaften Widerstand, der dem Kondensator in Reihe oder parallel geschaltet ist. Es liegt daher sehr nahe, die Kondensatoren mit den erwähnten Widerständen mit genügend hoher Prüfspannung (Gleichspannung) auf Feinschluß oder Durchschlag zu prüfen. Ebenso verfährt man dann mit Kondensatoren anderer elektronischer Geräte.

Prüfspannung

Als Prüfspannung muß eine genügend hohe Gleichspannung zur Verfügung stehen (450 V bis etwa 850 V). Um die Verwendung eines teuren Hochspannungstrafos zu umgehen, wurde zur Erzeugung der Prüfspannung eine Spannungsvervielfacherschaltung gewählt.

Dies ist ohne weiteres möglich, da der Stromverbrauch des Prüfgerätes beim Prüfvorgang in jedem Falle sehr gering ist. Da der Spannungsabfall an den Glimmlampen etwa 100 V beträgt, bleibt als Prüfspannung 750 V übrig. Diese Spannung genügt in den meisten Fällen, sogar Feinschlüsse im Kondensator mit Sicherheit zu ermitteln. Letzteres ist deshalb von Bedeutung, da sich Feinschlüsse oft nur oberhalb der Betriebsspannung bemerkbar machen und solche Spannungsspitzen beim Betrieb der Rechenmaschine auftreten. (Ist die Eingangsspannung bereits genügend hoch, z. B. >300 V, kann auf die letzte Stufe des Spannungsvervielfachers verzichtet werden).

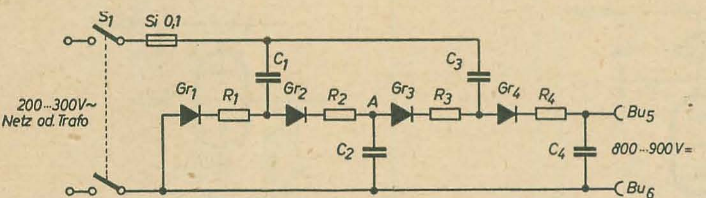


Bild 1: Spannungsvervielfacher

Prüfung

Prüfung von C_x (ohne Widerstand)

C_x wird hierzu an Bu_1 und Bu_2 gelegt. Die Prüfschaltung ist eine einfache Kippschaltung mit der Glimmlampe Gl_1, dem Kondensator C_5 und einem Widerstand zum Aufladen des Kondensators C_5 auf die Zündspannung von Gl_1. Dieser Widerstand wird vom Isolationswiderstand des zu prüfenden Kondensators C_x gebildet. R_6 dient lediglich dazu, die Glimmlampe bei durchgeschlagenem Kondensator C_x zu schützen. Die entsprechende Prüfspannung (850 V oder 450 V) wird über den Stufenschalter dem Spannungsvervielfacher entnommen; d. h. Bu_1 entweder an Bu_5 oder an A.

Prüfentscheidung

C_x einwandfrei:	Glimmlampe Gl_1 bleibt dunkel. Nur bei ganz großen Kondensatoren treten selten Blinkzeichen auf. Da Elkos einen recht großen Reststrom besitzen und demzufolge die Blinkzeichen auch bei einwandfreiem C_x auftreten, ist es zweckmäßig, die Blinkzeichen von C_x zu zählen und mit denen eines neuen Elkos gleicher Kapazität zu vergleichen.
C_x mit Feinschluß:	Glimmlampe Gl_1 blinkt
C_x defekt:	Glimmlampe Gl_1 brennt gleichmäßig hell ohne Blinkzeichen

In den letzten beiden Fällen ist der Störschutz unbrauchbar, muß also entfernt werden.

Prüfung von C_x mit R_x in Reihe

Der Prüfling wird wieder an Bu_1 und Bu_2 gelegt. Der in Reihe geschaltete Widerstand R_x ist in allen Fällen gegenüber dem Isolationswiderstand des Kondensators C_x vernachlässigbar klein. Der Widerstand R_x vermag deshalb auch nicht, die Glimmlampe Gl_1 bei durchgeschlagenem Kondensator C_x zur Fehlanzeige zu veranlassen.

Für die Prüfentscheidung gilt daher das gleiche wie ohne R_x.

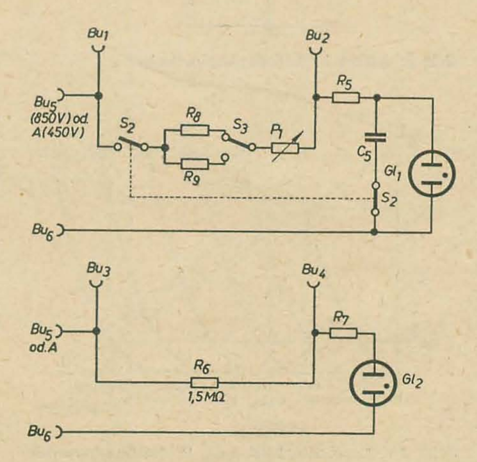


Bild 2: Prüf- und Vergleichsschaltungen

Prüfung von C_x mit R_x parallel

Diese Prüfung beruht darauf, daß die Helligkeit einer Glimmlampe von ihrem Vorschaltwiderstand (R_6) abhängt. Der Glimmlampe Gl_2 ist ein Widerstand von 1,5 MΩ vorgeschaltet, an dessen Enden sich Bu_3 und Bu_4

Verwendete Einzelteile

S_1	zweipoliger Schalter
S_2	zweipoliger Schalter (Arbeits- und Ruhekontakt)
S_3	einpoliger Umschalter
Si	0,1 A
$Gr_1 \cdots {}_4$	Selengleichrichter E 580/217,5-0,01 oder ähnlich!
$R_1 \cdots {}_4$	Schutzwiderstand etwa 50 Ω (Schichtwiderstand 0,5 W)
R_5, R_7	Schichtwiderstand 200 ··· 300 kΩ 1 W
R_6	1,5 MΩ Schichtwiderstand 1 W
R_8	etwa 20 kΩ Schichtwiderstand 0,5 W
R_9	etwa 100 kΩ Schichtwiderstand 0,5 W
P_1	Potentiometer 1 MΩ
$C_1 \cdots {}_4$	MP-Kondensatoren 0,5 μF und genügender Spannungsfestigkeit in den einzelnen Stufen
C_5	MP-Kondensator etwa 1,5 μF/160 V
Gl_1 und Gl_2	Glimmlampen für 110 V. Vorteilhaft sind Glimmlampen mit eingelassener Glaslinse auf der Frontseite

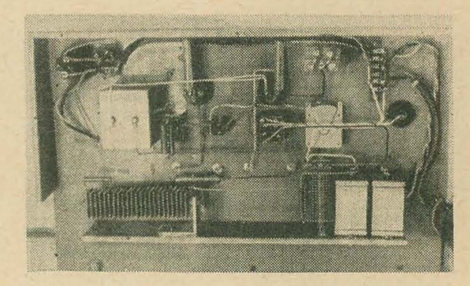


Bild 3: Aufbau des Mustergeräts

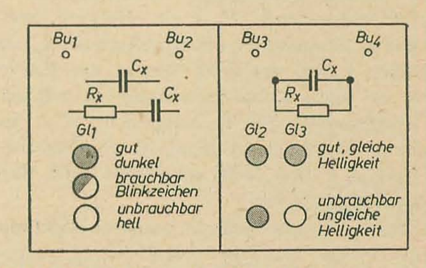


Bild 4: Beschriftung der Frontplatte

(Anschlüsse für den Prüfling C_x mit R_x parallel) befinden. Durch das Parallelschalten von C_x und R_x mit dem Vorschaltwiderstand R_6 wird jetzt die Glimmlampe Gl_2 heller brennen. Ist C_x defekt, so wird die Helligkeitszunahme größer sein. Um die Helligkeitsdifferenz zwischen einem einwandfreien und einem defekten Kondensator C_x einwandfrei ermitteln zu können, wird an Bu_3 und Bu_4 ein einwandfreier Störschutz für Vergleichszwecke angeschlossen. Nach Betätigung des Umschalters S_2 wird Glimmlampe Gl_1 mit dem Potentiometer P_1 auf gleiche Helligkeit wie Glimmlampe Gl_2 gebracht. Die Widerstände R_8 und R_9 dienen lediglich dazu, den Helligkeitsbereich der Glimmlampe Gl_1 zu erweitern. Jetzt kann der einwandfreie Störschutz entfernt und der Prüfling an Bu_3 und Bu_4 angeschlossen werden.

C_x ist einwandfrei, wenn die Glimmlampen Gl_1 und Gl_2 mit gleicher Helligkeit brennen.

C_x hat Feinschluß oder ist durchgeschlagen, wenn die Glimmlampe Gl_1 dunkler als Gl_2 brennt.

R_7 dient dazu, Gl_2 bei durchgeschlagenem C_x vor der Zerstörung zu schützen.

Mechanischer Aufbau

Den Aufbau des Mustergeräts zeigt Bild 3. Selbstverständlich ist der mechanische Aufbau des Gerätes sehr erweiterungsfähig und bleibt dem Ausführenden überlassen. Auf gute Isolation ist zu achten. Bu_1 und Bu_2 müssen voneinander sehr gut isoliert sein, da schon eine mit Kondenswasser beschlagene Frontplatte die Glimmlampe Gl_1 zur Anzeige bringt.

Das Prüfgerät eignet sich für die Störschutz-Typen EN 7a, EN 6a, EN 5b, EN 8.

Wie wirkt sich ein Katodenwiderstand auf den Aussteuerungsvorgang aus?

R. GÄRTNER

Über das Verhalten einer Röhre bei Aussteuerung gibt uns das Kennlinienfeld dieser Röhre Auskunft, in dem der Anodenstrom für verschiedene Gitter-Katodenspannungen aufgetragen ist. Die Wirkung des Anodenwiderstandes R_a, in der Katodenbasisschaltung nach Bild 1, kommt im Kennlinienfeld durch die sog. Widerstandsgerade für R_a zum Ausdruck. Diese beginnt im Punkt $U_{ak} = U_B$ bei $I_a = 0$, endet im Punkt $U_{ak} = 0$ bei $I_a = U_B/R_a$ und besitzt eine Steigung $\tan\alpha = U_B/R_a \cdot U_B = 1/R_a$.

Der Arbeitspunkt der Röhre wird in dieser Schaltung durch den Schnittpunkt der bei einer vorgegebenen Betriebsspannung U_B am Gitter anliegenden Gitter-Katodenspannung U_{gk} mit der Widerstandsgeraden für R_a festgelegt.

In unserem Beispiel (Bild 2) sei die Gitter-Katodenspannung U_{gk6} am Eingang vorhanden. Wir erhalten den Arbeitspunkt A_0 der Röhre, indem der Schnittpunkt der Kurve für die Gitter-Katodenspannung U_{gk6} mit der Arbeitsgeraden für R_a aufgesucht wird. In diesem Arbeitspunkt fließt der Anodenruhestrom I_{ao}, und über der Röhre fällt eine Spannung U_{ako} ab.

Steuert man die Röhre in positiver Richtung aus, indem man die (negative) Eingangsspannung U_{gk6} um ΔU_{gk} auf U_{gk1} verkleinert, so erhöht sich der Anodenstrom um ΔI_a auf I_{a1} und die Anoden-Katodenspannung sinkt um ΔU_{ak} auf U_{ak1} ab.

Wir wollen nun diese Verhältnisse auf die Schaltung nach Bild 3 übertragen. Bei dieser Schaltung liegt in der Katodenzuleitung ein Widerstand R_k, über dem die Spannung $U_{Rk} = I_a \cdot R_k$ abfällt. Um diese Spannung unterscheiden sich hier die Gitter-Katodenspannung U_{gk} und die Eingangsspannung U_e. Da bei der Aussteuerung der Zusammenhang zwischen dieser Eingangsspannung und dem Anodenstrom interessiert, müssen im Kennlinienfeld die U_{gk}-Kurven durch entsprechende U_e-Kurven ersetzt werden. Diese Konstruktion ist im Bild 4 durchgeführt.

Wir beginnen mit der Konstruktion der Kurve für die Eingangsspannung U_{e1}. Aus der Gleichung für die Spannungen

$$U_e = U_{gk} + U_{Rk}$$
$$= U_{gk} + I_a \cdot R_a$$

erhalten wir die Beziehung für den Anodenstrom

$$I_a = \frac{U_e - U_{gk}}{R_k}$$

Im Punkt 1, dem Schnittpunkt von U_{e1} und U_{gk1}, fließt ein Anodenstrom

$$I_{a1} = \frac{U_{e1} - U_{gk1}}{R_k}$$

Erhöhen wir die Spannung U_{ak} bei gleichbleibender Eingangsspannung U_{e1} so weit, bis im Punkt 2 die Gitter-Katodenspannung U_{gk2} erreicht wird, so fließt ein Anodenstrom

$$I_{a2} = \frac{U_{e1} - U_{gk2}}{R_k}$$

Den Punkt 3 erhalten wir bei einem Strom

$$I_{a3} = \frac{U_{e1} - U_{gk3}}{R_k}$$

als Schnittpunkt mit der Kurve U_{gk3} und auf die gleiche Weise auch die anderen Punkte 4, 5 und 6. Da alle Punkte für die gleiche Eingangsspannung U_{e1} gelten, kann man sie untereinander verbinden und findet so die gesuchte Kurve für die Eingangsspannung U_{e1}.

Die Anodenströme finden wir sehr schnell, wenn wir einen Rechenschieber zur Hand nehmen. Wir ziehen die Zunge so weit heraus, bis der Zahlenwert für R_k genau über die 1 zu stehen kommt. Dann schieben wir den Läufer bis zum Zahlenwert für $U_e - U_{gk}$ und können den Zahlenwert für I_a auf der unteren Skala ablesen (Bild 5).

Nach demselben Schema werden nunmehr die Ströme gesucht, die in den Schnittpunkten der übrigen Eingangsspannungen U_{e2} bis U_{e6} mit den Gitter-Katodenspannungen U_{gk1} bis U_{gk6} fließen, und zu den entsprechenden U_e-Kurven miteinander verbunden. Dabei ist

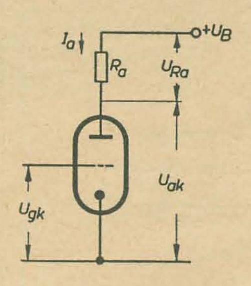


Bild 1: Röhre in Katodenbasisschaltung

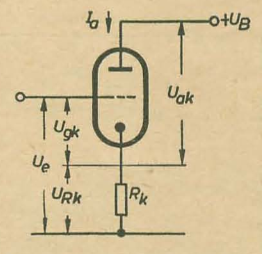


Bild 3: Röhre in Anodenbasisschaltung

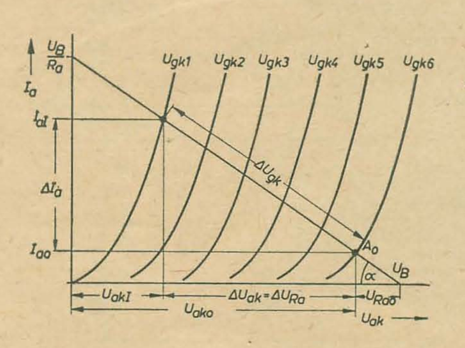


Bild 2: Kennlinienfeld mit Widerstandsgerade für R_a

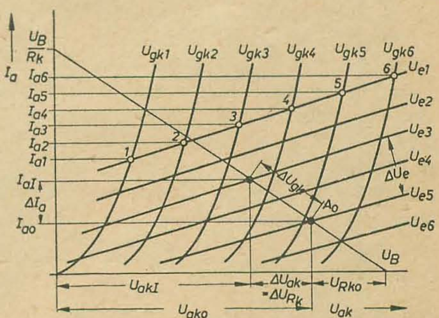


Bild 4: Konstruktion der U_e-Kurven im Kennlinienfeld

jedoch zu beachten, daß das Vorzeichen von U_{gk} meistens negativ ist, d. h., die Gitter-Katodenspannung wird dann bei der Berechnung von I_a zu U_e addiert.

In das gefundene Kennlinienfeld mit den Eingangsspannungen U_e müssen wir jedoch wiederum die Wirkung des Widerstandes R_k durch Einzeichnen einer Widerstandsgeraden zum Ausdruck bringen, denn auch bei dieser Schaltung verringert sich die Anoden-Katodenspannung um den Spannungsabfall über R_k.

Der Aussteuerungsvorgang geht genau so wie im ersten Beispiel vor sich. Nehmen wir an, daß am Eingang eine Spannung U_{e5} anliegt. Wir erhalten dann den Arbeitspunkt A_o als

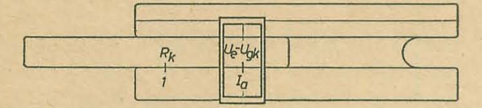


Bild 5: Einstellung des Rechenschiebers bei der Berechnung der Anodenströme zur Konstruktion von U_e-Kurven

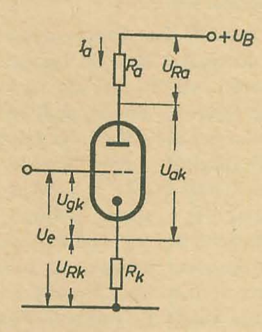


Bild 6: Röhre in Phasenumkehrschaltung

Schnittpunkt der U_{e5}-Kurve mit der Widerstandsgeraden. Im Arbeitspunkt fließt der Strom I_{ao}, die Gitter-Katodenspannung beträgt $\approx U_{gk5}$. Über der Röhre ist eine Spannung U_{ako} vorhanden, und am Widerstand R_k fällt eine Spannung U_{Rko} ab. Erhöhen wir U_e von U_{e5} um ΔU_e auf U_{e3}, so verändert sich I_a um ΔI_a, U_{gk} um ΔU_{gk} und U_{Rk} um ΔU_{Rk}.

Schließlich sei die Schaltung nach Bild 6 betrachtet, bei der gleichzeitig die Widerstände R_a und R_k in den Zuleitungen zur Anode und Katode liegen. Die Kurven für die Eingangsspannungen U_e (Bild 7) erhalten wir in der gleichen Weise wie bei der Schaltung ohne R_a, es wird also nur R_k berücksichtigt. Für das Aufsuchen des Arbeitspunktes A_o und zur Betrachtung des Aussteuerungsvorganges sind aber jetzt die Schnittpunkte der U_e-Kurven mit der Widerstandsgeraden für die Summe der Widerstände $(R_a + R_k)$ maßgebend. Das wird auch verständlich, wenn wir uns überlegen, daß sich die Anoden-Katodenspannungen U_{ak} um beide Spannungsabfälle, also um U_{Ra} und um U_{Rk}, vermindern.

Verändert man also die Eingangsspannung von U_{e5} um ΔU_e auf U_{e3}, so läuft der Arbeitspunkt von A_o auf der Widerstandsgeraden für $R_a + R_k$ entlang bis zum Schnittpunkt mit der U_{e3}-Kurve, und wir erhalten eine Stromänderung ΔI_a sowie eine Änderung der Anoden-Katodenspannung ΔU_{ak}.

Interessiert uns jedoch — z. B. zur Ermittlung der Verstärkung der Schaltung — der Spannungsabfall über nur einem der Widerstände R_a oder R_k, so müssen wir die Widerstandsgerade nur für einen der beiden Widerstände einzeichnen. Verlängern wir jetzt die waagerechten Linien für den Ruhestrom I_{ao} und den bei Aussteuerung von U_{e5} auf U_{e3} fließenden Strom I_{aI} soweit, bis sie die Widerstandsgeraden für R_a bzw. R_k schneiden und loten die Schnittpunkte auf die Abszisse, so erhalten wir die Spannungsänderung ΔU_{Ra} bzw. ΔU_{Rk}.

Jede der beschriebenen Konstruktionen der U_e-Kurven aus den U_{gk}-Kurven des Kennlinienfeldes gilt natürlich nur für einen bestimmten Katodenwiderstand R_k. Ist es notwendig, einen anderen Katodenwiderstand zu verwenden, um z. B. den Aussteuerbereich zu erhöhen oder die Gittervorspannung zu verändern, so muß die Konstruktion der U_e-Kurven für den neuen Katodenwiderstand wiederholt werden. Es ist jedoch schlecht möglich, die U_e-Kurven für mehrere Katodenwiderstände in ein einziges Kennlinienfeld einzuzeichnen. In der Praxis hat sich folgendes Verfahren bewährt: Man benutzt ein Blatt

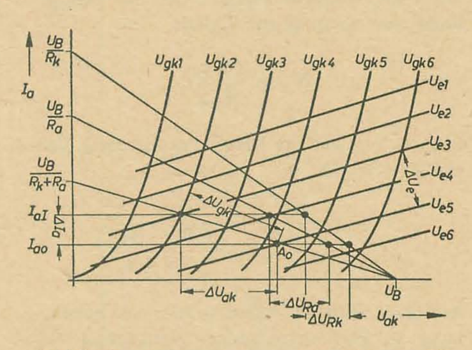


Bild 7: Aussteuerungsvorgang der Röhre in Phasenumkehrschaltung

Transparentpapier, das man auf das Kennlinienfeld legt. Auf diesem Blatt werden die I_a—U_a-Koordinaten des Kennlinienfeldes durchgezogen und die U_e-Kurven sowie die Widerstandsgerade für einen bestimmten Katodenwiderstand eingezeichnet. Diese Konstruktion wird auf anderen Blättern Transparentpapier für die in Frage kommenden Katodenwiderstände wiederholt. Dadurch erhält man einen guten Überblick und kann leicht den günstigsten Katodenwiderstand aussuchen.

In den Bildern 8 und 9 ist die Konstruktion der U_e-Kurven am Kennlinienfeld der Röhre E 88 CC durchgeführt. Bild 8 gilt für $R_k = 1\,k\Omega$ und $R_a = 10\,k\Omega$. Wir beginnen bei $U_{gk} = 0$ V. Bei einer Eingangsspannung $U_e = 10$ V muß ein Strom $I_a = 10\,V/1\,k\Omega = 10$ mA fließen. Im Schnittpunkt von $U_{gk} = 0$ V und $I_a = 10$ mA finden wir den ersten Punkt der Kurve für $U_e = 10$ V. Für $U_{gk} = -1$ V wird bei gleicher Eingangsspannung ein Strom $I_a = (10\,V + 1\,V)/1\,k\Omega = 11$ mA fließen; für $U_{gk} = -2$ V ist $I_a = (10\,V + 2\,V)/1\,k\Omega = 12$ mA usw.

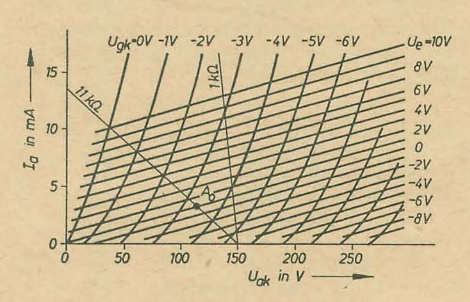


Bild 8: Kennlinienfeld mit eingezeichneten U_e-Kurven der Röhre E 88 CC für $R_a = 10\,k\Omega$, $R_k = 1\,k\Omega$

Liegt im Arbeitspunkt der Röhre keine Eingangsspannung an und beträgt die Betriebsspannung $U_B = 150$ V, so finden wir diesen Arbeitspunkt als Schnittpunkt der Kurve $U_e = 0$ mit der Widerstandsgeraden für $R_a + R_k = 11\,k\Omega$, die in $U_B = 150$ V beginnt.

Nehmen wir an, daß die Gitter-Katodenspannung der Röhre bei Aussteuerung in positiver Richtung nur bis $U_{gk} = -1$ V absinken darf, damit noch kein Gitterstrom fließt, so erhalten wir einen Aussteuerbereich von $+ 7$ V. Steigt U_e höher als $+ 7$ V, so beginnt Gitterstrom zu fließen, während bei Aussteuerung in negativer Richtung unter $- 5$ V die Röhre gesperrt wird.

Im Bild 9 wurde R_k auf 10 kΩ erhöht. Liegt wiederum im Ruhezustand keine Gleichspannung am Eingang, so finden wir ebenfalls den Arbeitspunkt als Schnittpunkt der Kurve für $U_e = 0$ mit der Widerstandsgeraden für $R_a + R_k = 20\,k\Omega$. Der Anodenruhestrom beträgt jetzt nur noch etwa 0,5 mA gegenüber 3,5 mA bei $R_k = 1\,k\Omega$. Der Aussteuerbereich ist jedoch in positiver Richtung von $+ 7$ V auf $+ 50$ V angestiegen, in negativer Richtung etwa gleichgeblieben. Will man die Schaltung symmetrisch aussteuern, d. h. mit Eingangsspannungen, deren Anteile in positiver und in negativer Richtung gleich sind, so empfiehlt sich, die Röhre auf etwa $+ 25$ V vorzuspannen (z. B. mittels Spannungsteiler von U_B zum Gitter nach Masse).

Man sieht aus diesen Beispielen, daß der Aussteuerbereich der Röhrenschaltung um so größer ist, je höher der Wert des Katodenwiderstandes gewählt wird. Das gilt jedoch nur, solange sich die Eingangsspannung nicht zu schnell ändert bzw. solange die Anstiegszeit der Eingangsspannung wesentlich größer als die Zeitkonstante τ_k ist. Diese Zeitkonstante ergibt sich aus dem Ersatzinnenwiderstand R_{ik}' an der Katode und der zwischen Katode und Masse wirkenden Kapazität C_k, die zumindestens aus der Streu-, Schalt- und Röhrenkapazität besteht. Wird die Ausgangsspannung der Röhrenschaltung an der Katode abgenommen, so vergrößert sich C_k um die Eingangskapazität einer nachfolgenden Röhrenstufe und gegebenenfalls um die Kapazität eines Anschlußkabels.

Der genaue Wert für diese Zeitkonstante ist

$$\tau_k = \frac{C_k}{\dfrac{1}{R_k} + \dfrac{\mu + 1}{R_i + R_a}},$$

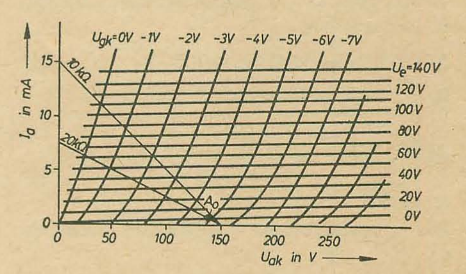


Bild 9: Erhöhung des Aussteuerbereiches durch Vergrößerung des Katodenwiderstandes auf 10 kΩ

wobei R_i und μ die Röhrenkenngrößen sind. Unter den Voraussetzungen

$$\mu \gg 1 \quad \text{und} \quad \frac{R_i + R_a}{\mu + 1} \ll R_k$$

kann man dafür auch die Annäherung

$$\tau_k \approx \frac{C_k}{S}$$

mit der Steilheit $S = \frac{\mu}{R_i}$

schreiben.

Liegt aber die Anstiegszeit der Eingangsspannung in der Größenordnung dieser Zeitkonstante, so kann der Aussteuerbereich, den man aus dem Kennlinienfeld entnimmt, nur zu einem gewissen Prozentsatz ausgenutzt werden.

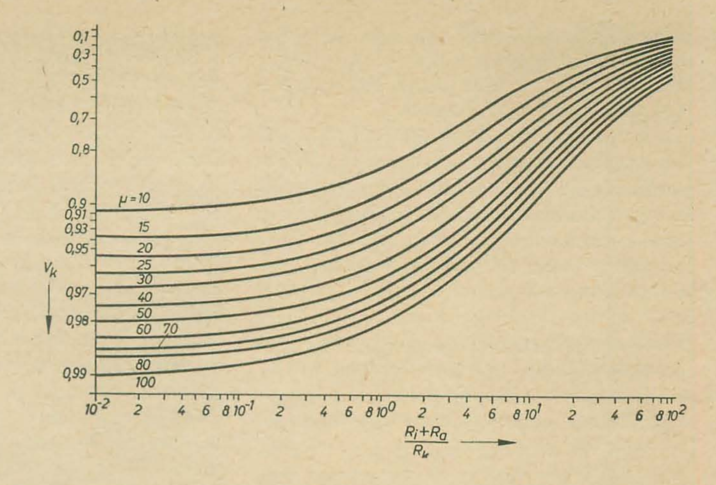


Bild 11: Abhängigkeit der Verstärkung V_k vom Verstärkungsfaktor μ der Röhre und vom Verhältnis der Widerstände $(R_i + R_a)/R_k$

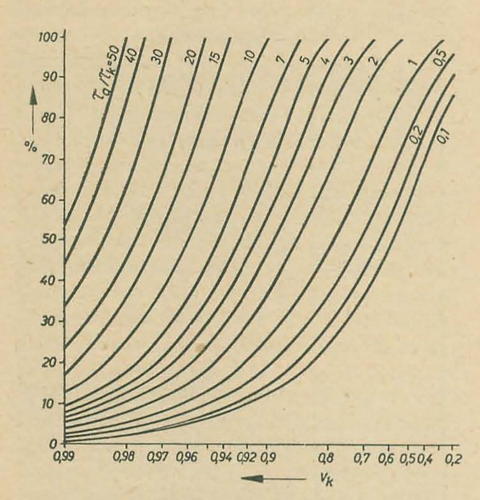


Bild 10: Abhängigkeit des Prozentsatzes, zu dem der statische Aussteuerbereich ausgenutzt werden kann, vom Verhältnis der Zeitkonstanten τ_a/τ_k und der Verstärkung V_k

Für Eingangsspannungen, deren Anstieg nach einer Exponentialfunktion mit der Zeitkonstante τ_a verläuft — wie das in der Impulstechnik meistens der Fall ist — ist dieser Prozentsatz aus dem Bild 10 zu entnehmen. Dazu muß man allerdings noch die Verstärkung vom Eingang zur Katode

$$V_k = \frac{\Delta U_{RK}}{\Delta U_e}$$

kennen. Die genaue Gleichung für diese Verstärkung lautet:

$$V_k = \frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{R_k}{R_k + \frac{R_i + R_a}{\mu + 1}}$$

Aus dem Bild 11 erhalten wir die Verstärkung V_k für verschiedene Verhältnisse $(R_i + R_a)/R_k$ und verschiedene Werte von μ. (Streng genommen gelten die Kurven im Bild 10 nur dann, wenn an der Anode keine Zeitkonstante $\tau = R_a \cdot C_a$ wirkt, wobei C_a die Kapazität zwischen Anode und Masse ist. Der Einfluß dieser Zeitkonstante ist jedoch in den praktischen Schaltungen auf den Aussteuerbereich so gering, daß er vernachlässigt werden kann).

Nehmen wir z. B. eine Phasenumkehrstufe an, die mit der Röhre E 88 CC bestückt ist. Im Arbeitspunkt sei $R_i = 4\,k\Omega$, $\mu = 30$, und die Widerstände R_k und R_a sind mit je 10 kΩ gewählt. An der Katode ist ein HF-Kabel mit 100 pF Kapazität angeschlossen. Man erhält eine Zeitkonstante $\tau_k \approx 40$ ns und eine Verstärkung $V_k = 0{,}92$. Beträgt die Anstiegszeitkonstante τ_a ebenfalls 40 ns, so kann der Aussteuerbereich nur zu etwa 20% ausgenutzt werden. Bei $\tau_a = 400$ ns steigt der Prozentsatz auf 90%, während Anstiegszeitkonstanten über 600 ns keinen Einfluß auf den Aussteuerbereich mehr ausüben.

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von R. GÄRTNER

Lösung zur Aufgabe 11

Zur Lösung der Aufgabe zeichnen wir uns die Ströme I, I_1, I_2, I_3, I_4 und I_5 in die Schaltung ein. Ist eine Richtung dabei falsch gewählt, so erhält man später einen negativen Strom. Da sich die Ströme

$$I = I_1 + I_2$$
$$I_4 = I_3 + I_1 - I_2$$
$$I_5 = I_1 - I_2$$

aus den Strömen I_1, I_2 und I_3 ergeben, brauchen lediglich diese drei berechnet zu werden. Zur Bestimmung von drei Unbekannten benötigen wir drei voneinander unabhängige Gleichungen, die wir aus den drei Gleichungen für die Maschen

$$\text{ABC: } 10\,V = 10\,\Omega \cdot I_1 + 6\,\Omega \cdot I_2 \quad (1)$$

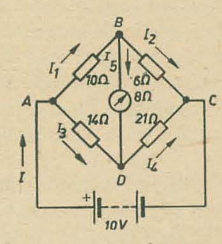
$$\text{ADC: } 10\,V = 14\,\Omega \cdot I_3 + 21\,\Omega \cdot I_3 + 21\,\Omega \cdot I_1 - 21\,\Omega \cdot I_2 \quad (2)$$

$$\text{ABD: } 0\,V = 10\,\Omega \cdot I_1 + 8\,\Omega \cdot I_1 - 8\,\Omega \cdot I_2 - 14\,\Omega \cdot I_3 \quad (3)$$

erhalten.

Wir schreiben diese Gleichungen nochmals um

$$10\,A = 10\,I_1 + 6\,I_2$$
$$10\,A = 21\,I_1 - 21\,I_2 + 35\,I_3$$
$$0 = 18\,I_1 - 8\,I_2 - 14\,I_3$$



Zur Eliminierung des Stromes I_3 multiplizieren wir die zweite Gleichung mit dem Faktor 2, die dritte Gleichung mit dem Faktor 5 und addieren die erhaltenen Gleichungen. Aus der Summe dieser Gleichungen und der ersten Gleichung erhalten wir in gleicher Weise den Strom I_1

$$20\,A = 42\,I_1 - 42\,I_2 + 70\,I_3$$
$$0 = 90\,I_1 - 40\,I_2 - 70\,I_3$$

$$20\,A = 132\,I_1 - 82\,I_2$$
$$10\,A = 10\,I_1 + 6\,I_2$$

$$60\,A = 396\,I_1 - 246\,I_2$$
$$410\,A = 410\,I_1 + 246\,I_2$$

$$470\,A = 806\,I_1$$
$$I_1 = 0{,}583\,A$$

Die Berechnung der übrigen Ströme ist dann sehr einfach

$$10\,A = 5{,}83\,A + 6\,I_2$$
$$I_2 = 0{,}695\,A$$

$$I_3 = \frac{18}{14}\,0{,}583\,A - \frac{8}{14}\,0{,}695\,A$$
$$= 0{,}75\,A - 0{,}397\,A = 0{,}353\,A$$
$$I_4 = 0{,}353\,A + 0{,}583\,A - 0{,}695\,A$$
$$= 0{,}241\,A$$
$$I_5 = 0{,}583\,A - 0{,}695\,A = -0{,}112\,A$$

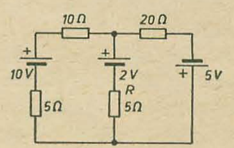
Der Strom I_5 fließt also tatsächlich von D nach B.

Die Belastungen der Widerstände erhalten wir nach der Beziehung

$$N = I^2 \cdot R$$

zu

$N_1 = 3{,}4\,W$; $N_2 = 2{,}9\,W$; $N_3 = 1{,}75\,W$; $N_4 = 1{,}2\,W$



Aufgabe 12

Es ist die Spannung zu berechnen, die über dem Widerstand R abfällt.

Die Berechnung von Höchstfrequenztransformatoren mit Tschebyscheffverhalten im Übertragungsbereich

Dipl.-Ing. GÜNTER MÖLLOR

Oft ist es nötig, zwei oder mehrere Baugruppen oder Geräte mit ungleichen Aus- und Eingangswiderständen, zum Beispiel Sender oder Antenne und Empfänger, zu verbinden. Um die maximale Leistung übertragen zu können, beziehungsweise unliebsame Reflexionen zu vermeiden, setzt man Anpassungsglieder ein. Ein solches Anpassungsglied ist der Widerstandstrafo. Im folgenden soll eine Berechnungsmethode angegeben werden, die es gestattet, durch ein einfaches Hohlleiter- bzw. Koaxialstück Wellenwiderstände in einem bestimmten Frequenzbereich mit einer Welligkeit je nach Vorgabe anzupassen.

Nach den Ausführungen eines Artikels in der IRE Transactions MTT-3 (1955) lautet die Übertragungsfunktion eines Tschebyschefftrafos für die im Bild 1 angegebene Form:

$$S = 1 + \ln\left[\frac{Z_{n+1}}{Z_1}\right] \cdot \frac{T_{n-1}\left(\frac{\cos\Phi}{\cos\Phi_1}\right)}{T_{n-1}\left(\frac{1}{\cos\Phi_1}\right)} \qquad (1)$$

Hierin bedeuten:

S das reziproke Stehwellenverhältnis, es gilt $m = 1/S$

T die Tschebyscheffschen Funktionen

$$T_0(x) = 1 \qquad (2)$$
$$T_1(x) = x \qquad (3)$$
$$T_2(x) = 2x^2 - 1 \qquad (4)$$
$$T_3(x) = 4x^3 - 3x \qquad (5)$$

allgemein:

$$T_{m+1}(x) = 2x\, T_m(x) - T_{m-1}(x) \qquad (6)$$

beziehungsweise:

$$T_m(x) = \cos(m \cos^{(-1)} x) \qquad |x| \leq 1 \qquad (7)$$
$$T_m(x) = \cosh(m \cosh^{(-1)} x) \qquad |x| \geq 1 \qquad (8)$$

Φ die elektrische Länge

Ordnet man den Frequenzgrenzen f_1 und f_2 entsprechende Grenzen der elektrischen Längen zu und legt die mittlere elektrische Länge mit

$$\frac{\Phi_1 + \Phi_2}{2} = 90° \qquad (9)$$

fest, so ergibt sich für das Frequenzverhältnis der Grenzen p

$$p = \frac{f_2}{f_1} = \frac{\Phi_2}{\Phi_1} = \frac{180° - \Phi_1}{\Phi_1} \qquad (10)$$

Somit gilt:

$$\Phi_1 = \frac{180°}{1 + p} \qquad (11)$$

Das maximale reziproke Stehwellenverhältnis

Das maximale reziproke Stehwellenverhältnis ergibt sich in einfacher Weise aus Gleichung (1) mit $\Phi = \Phi_1$ zu

$$S_{max} = 1 + \frac{\ln \frac{Z_{n+1}}{Z_1}}{T_{n-1}\left(\frac{1}{\cos\Phi_1}\right)} \qquad (12)$$

Man vergleiche hierzu die Gleichungen (7) und (8), die sich zu

$$T_m(1) = 1$$

ergeben.

Die Stufenlänge des Trafos

Die mittlere Wellenlänge errechnet sich in üblicher Weise zu

$$\lambda_0 = 2\frac{\lambda_1 \cdot \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} \qquad (13)$$

Die Stufenlänge beträgt auch hier

$$L = \frac{\lambda_0}{4} \qquad (14)$$

Aus den Gleichungen (13) und (14) ergibt sich die Bestimmungsgleichung für die Stufenlänge des Trafos

$$L = \frac{1}{2} \cdot \frac{\lambda_1 \cdot \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} \qquad (15)$$

Hierin bedeuten:

L die Stufenlänge des Trafos

λ_1 die untere noch zu übertragende Wellenlänge

λ_2 die obere noch zu übertragende Wellenlänge

Stufenwellenwiderstand

Der Wellenwiderstand der einzelnen Stufen errechnet sich zu

$$\ln\frac{Z_{m+1}}{Z_m} = \frac{a_m \cdot \ln \frac{Z_{n+1}}{Z_1}}{a_1 + a_2 + a_3 + \cdots + a_{n-1} + a_n} \qquad (16)$$

Hierin bedeuten:

m der laufende Index

n die Stufenzahl des Trafos

Z_m der zu errechnende Wellenwiderstand

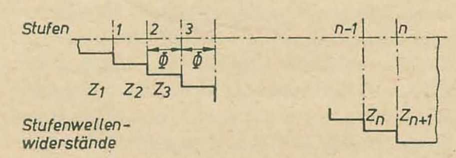


Bild 1: Schematische Darstellung eines Tschebyschefftransformators

Z_{n+1} der Wellenwiderstand der Abschlußleitung der hohen Impedanz

Z_1 der Wellenwiderstand der Abschlußleitung der niedrigen Impedanz

Ermittlung der a_m-Werte

Die a_m-Werte werden am zweckmäßigsten an Hand eines Schemas ermittelt. Da viele Aufgaben der Höchstfrequenztechnik mit einem Frequenzverhältnis von $1/\sqrt{2}$ zu lösen sind, soll das Schema hier für den speziellen Fall $p = 1{,}4$ entwickelt und erläutert werden. Der Leser wird in jedem Fall an Hand der Erläuterungen in der Lage sein, ein derartiges Schema für andere Frequenzverhältnisse zu entwickeln. Das vollständige und erweiterungsfähige Schema zur Errechnung der a_m-Werte zeigt Tabelle 1.

Tabelle 1

n	a_m-Werte für p = 1,4			
1	2			
2		x_0 = 3,864		
3	27,861		14,930	
4		161,48		57,690

In der ersten Zeile der ersten Spalte steht grundsätzlich „2“. In der zweiten Zeile der zweiten Spalte steht grundsätzlich „x_0“. Die Bestimmungsgleichung für x_0 lautet:

$$x_0 = \frac{1}{\cos\Phi_1} \qquad (17)$$

Bei der Bestimmung von x_0 beachte man die Gleichungen (10) und (11)!

Für den hier speziell vorliegenden Fall ergibt sich mit $p = 1{,}4$, d. h. $\Phi_1 = 75°$

$$x_0 = 3{,}864$$

Mit diesen hier vorgegebenen Werten läßt sich das Schema nach folgendem System vervollständigen.

1. Zur Ermittlung weiterer Eintragungen in die erste Spalte ist das Element rechts oberhalb (eine Spalte nach rechts, eine Zeile nach oben) mit $2x_0$ zu multiplizieren und von dem Ergebnis das Element zwei Zeilen oberhalb der zu ermittelnden Eintragung abzuziehen.

In der Tabelle 1 ergibt sich für die erste Spalte und dritte Zeile folgende Rechnung:

$$3{,}864 \cdot 2 \cdot 3{,}864 - 2 = 27{,}861$$

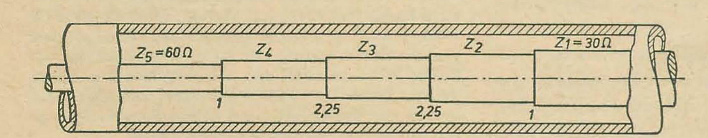


Bild 2: Schematische Darstellung des berechneten Transformators

2. Zur Ermittlung weiterer Eintragungen in jede beliebige andere Spalte sind die beiden Elemente links und rechts darüber zu addieren und das Ergebnis mit x_0 zu multiplizieren. Dann ist das Element zwei Zeilen oberhalb der zu ermittelnden Eintragung zu subtrahieren.

Es ergeben sich folgende Rechnungen:

Spalte 3/Zeile 3 $(3{,}864 + 0)\ 3{,}864 - 0 = 14{,}93$

Spalte 2/Zeile 4 $(27{,}861 + 14{,}930)\ 3{,}864 - 3{,}864 = 161{,}48$

Spalte 4/Zeile 4 $(14{,}93 + 0)\ 3{,}864 - 0 = 57{,}690$

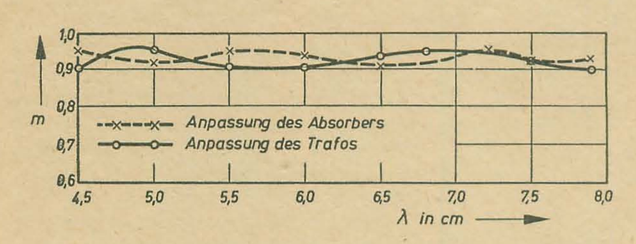


Bild 3: Anpassung des berechneten und gebauten Transformators

Für den hier erläuterten Fall $p = 1{,}4$ ergeben sich nach Tabelle 1 folgende Proportionen:

$n = 3 \quad a_1 : a_2 : a_3 = 14{,}93 : 27{,}861 : 14{,}93$

$n = 4 \quad a_1 : a_2 : a_3 : a_4 = 57{,}69 : 161{,}48 : 161{,}48 : 57{,}69$

Die auf Eins bezogenen Werte lauten:

$n = 3 \quad a_1 : a_2 : a_3 = 1 : 1{,}8661 : 1$

$n = 4 \quad a_1 : a_2 : a_3 : a_4 = 1 : 2{,}799 : 2{,}799 : 1$

Die Symmetrie der Ausdrücke ist dadurch bedingt, daß der Wert der ersten Spalte immer dem der Trafomitte entspricht.

In der Tabelle 2 sind die a_m-Werte für das Frequenzverhältnis $p = 1{,}4$ bei verschiedenen Stufenzahlen n gesammelt wiedergegeben. In der Tabelle 3 sind die a_m-Werte für ein Frequenzverhältnis $p = 2{,}0$ bei verschiedenen Stufenzahlen n aufgeführt.

Der Leser kann sich mit Hilfe der weiter oben gegebenen Erläuterungen diese Tabelle selbst entwickeln.

Tabelle 2

n	a_m-Werte für p = 1,4
1	1
2	1 1
3	1 1,8661 1
4	1 2,799 2,799 1

Tabelle 3

n	a_m-Werte für p = 2,0
1	1
2	1 1
3	1 1,5 1
4	1 2,25 2,25 1
5	1 3 4,125 3 1

Berechnungsbeispiel

Aufgabenstellung

Es ist ein Trafo mit folgenden Werten zu bauen:

Wellenwiderstand der niedrigen Impedanz $Z_1 = 30\ \Omega$

Wellenwiderstand der hohen Impedanz $Z_2 = 60\ \Omega$

Stehwellenverhältnis $m \geq 0{,}9$

Übertragungsbereich $4{,}5 \leq \lambda \leq 8$ cm

Anschlußwert für 60 Ω in 3,5/9,5 Koaxialausführung

Lösung

Das Frequenzverhältnis

$$p = \frac{f_2}{f_1} = \frac{8}{4{,}5} = 1{,}8 \approx 2$$

nach Gleichung (10)

Die Stufenlänge

$$L = \frac{1}{2} \cdot \frac{4{,}5 \cdot 8}{4{,}5 + 8} = 14{,}5 \text{ mm}$$

nach Gleichung (15)

Wahl der Anzahl der Stufen

Nach Gleichung (12) ergibt sich mit dem geforderten Stehwellenverhältnis $m \geq 0{,}9$ eine Stufenzahl $n = 4$

Errechnung der Stufenwellenwiderstände

Aus der Tabelle 3 entnimmt man die a_m-Werte für die gewählte Stufenzahl $n = 4$

$$a_1 = 1;\ a_2 = 2{,}25;\ a_3 = 2{,}25;\ a_4 = 1$$

Nach Gleichung (16) ergibt sich:

$Z_1 = 30\ \Omega \triangleq D = 9{,}5$
$d_1 = 5{,}8$

$Z_2 = Z_1 \cdot e^{0{,}1035} = 33{,}35\ \Omega \triangleq D = 9{,}5$
$d_2 = 5{,}45$

$Z_3 = Z_2 \cdot e^{0{,}2405} = 42{,}5\ \Omega \triangleq D = 9{,}5$
$d_3 = 4{,}66$

$Z_4 = Z_3 \cdot e^{0{,}2405} = 54{,}2\ \Omega \triangleq D = 9{,}5$
$d_4 = 3{,}85$

$Z_5 = Z_4 \cdot e^{0{,}1035} = 60\ \Omega \triangleq D = 9{,}5$
$d_5 = 3{,}5$

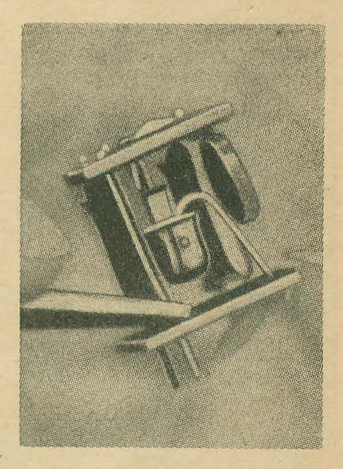
D ist der Außenleiterdurchmesser, und d_1 bis d_5 sind die Innenleiterdurchmesser der einzelnen Stufen, die sich aus der Beziehung $Z = 60 \ln D/d$ errechnen lassen.

Bild 2 zeigt die schematische Darstellung des berechneten Transformators, und Bild 3 vermittelt die gemessene Anpassung. Die gemessene Anpassung liegt unter der errechneten. Das ist kein Mangel der Rechnung oder der Methode, sondern es wurde hier ein sehr schlechter Meßabsorber verwendet. Die Anpassung des Absorbers ist ebenfalls im Bild 3 wiedergegeben.

Zentralbild und die Mikromodule

Über die Mikromodultechnik haben wir schon mehrfach berichtet, z. B. im Heft 3 (1963). Unsere Leser wissen also etwa, was ein Mikromodulbaustein ist. Zentralbild — die zentrale Bildagentur der DDR-Presse — gehört offenbar nicht zu unseren Lesern. Das erwarten wir auch nicht unbedingt. Wir verlangen aber, daß die von Zentralbild gelieferten Bildtexte auch bei den Fotos unseres Fachgebietes sachlich richtig sind.

Vor einiger Zeit erschien nun in der Tagespresse das nebenstehende, mit dem von Zentralbild beigegebenen Text hier im Original wiedergegebene Foto. Um einen Mikromodulbaustein handelt es sich aber leider nicht, liebe Kollegen von Zentralbild. Diese Transistorstufe hat etwas mit Modultechnik zu tun, die der Vorläufer der Mikromoduln ist. Sie stellt heute kein besonderes Novum mehr dar. Wir stoßen uns nicht daran, daß diese Baugruppe nicht 3 Gramm, sondern allenfalls 3 Pond wiegen oder eine Masse von 3 Gramm haben kann, obwohl sich auch das allmählich bis zu den Zentralbild-Textern herumgesprochen haben könnte. Aber ein Mikromodulplättchen wiegt keine 3 p, sondern bedeutend weniger, und im Rauminhalt eines Würfelzuckerstückchens ließen sich wenigstens ein halbes Dutzend echte Mikromodulplättchen unterbringen. Unser Tip für Zentralbild: Vielleicht solltet Ihr, liebe Kollegen, Euch einmal in Hermsdorf ansehen, was ein Mikromodulbaustein ist? Wir haben nämlich auch auf diesem Gebiet keineswegs Anlaß, unser Licht unter den Scheffel zu stellen. *hajak*



Die Original-Bildunterschrift von Zentralbild, wie sie u. a. in der „Märkischen Volksstimme" vom 22. 12. 1962 erschien, lautet: „DER KLEINSTE DER WELT ist dieser Mikro-Modul-Baustein für elektronische Geräte. Er ist nicht größer als ein Stück Würfelzucker und wiegt 3 Gramm. Seine Wiege steht im VEB Funkwerk Dresden. Die ersten der Serienfertigung sollen dem VI. Parteitag vorgelegt werden. Foto: ZB/Löwe"

Referate

Verkürzte tschechoslowakische Fernsehbildröhren

Slaboproudý obzor (ČSSR) 11 (1960) S. 680

Die Bildröhren 431 QQ 44 und 531 QQ 44 sind Fernsehbildröhren mit rechteckigem Bildschirm, elektromagnetischer Strahlablenkung, elektrostatischer Fokussierung und magnetischer Konzentrierung. Die Bildschirmdiagonale beträgt 430 bzw. 530 mm, der Ablenkwinkel 110°. Der sphärische metallhinterlegte Bildschirm aus Grauglas (75%ige Durchlässigkeit) hat eine weiße Fluoreszenz (Farbtemperatur 7500 °K) mittlerer Nachleuchtdauer. Der äußere Belag des konischen Teiles der Bildröhren ist leitend, und an seiner linken Seite befindet sich der Anschluß zu g_3 und g_5. Das System ist ein gekürztes Tetrodensystem ohne Ionenfalle. Die Bildröhren besitzen einen speziellen 7-Stift-Sockel, die Heizspannung beträgt 6,3 V, der Heizstrom 0,3 A, die Anheizzeit ist kürzer als 35 s; die indirekt geheizte Katode ist eine Oxydkatode, sie kann in Reihen- oder Parallelschaltung mit Gleich- oder Wechselstrom betrieben werden.

Wenn die Elektroden der Bildröhren von einer Spannungsquelle, die im Kurzschlußbetrieb einen Spitzenstrom von min. 1 A liefert, gespeist werden oder wenn die Spannungsquelle Kondensatoren mit einer Ladung, die größer als 250 μC ist, besitzt, müssen die einzelnen Elektroden über Widerstände mit folgenden Werten an die Spannungsquelle angeschlossen werden: g_1 min. 150 Ω, g_2 min. 500 Ω, g_4 min. 500 Ω, $g_3 + g_5$ min. 17 kΩ.

Die technischen Daten sind in Tabelle 1 und die Abmessungen und Gewichte in Tabelle 2 angeführt.

Matuschek

Tabelle 1: Technische Daten der Bildröhren 431 QQ 44 und 531 QQ 44

Größe	Betriebswerte	Grenzwerte
U_{g3+g5} in kV	16	min. 13; max. 16
U_{g4} in V	0 ··· 400	max. 1000
U_{g2} in V	400	min. 200; max. 500
$-U_{g1\,sperr}$ in V	38 ··· 94	min. 0; max. 150
$-U_{g1m}$ in V¹)	38	
I_k in μA	100	max. 150
R_{g1} in MΩ		max. 1,5
N_s in mW/cm²		max. 10
$U_{f/K}$ in V		max. 125²); max. 200³)
U_f (Parallelschaltung) in V		min. 5,7; max. 7
I_f (Reihenschaltung) in mA		min. 282; max. 318
C_{g1} in pF		6
C_k in pF		5
$C_{g3+g5/m}$ in pF		min. 700; max. 1500

¹) $U_{g1m} = U_{g1\,sperr} - U_{g1}$ (I_k = 100 μA).
²) $U_{-k/+f}$ nach dem Anheizen.
³) $U_{+k/-f}$ nach dem Anheizen.

Tabelle 2: Abmessungen und Gewichte der Bildröhren 431 QQ 44 und 531 QQ 44

Größe	431 QQ 44	531 QQ 44
Breite × Höhe in mm	397 ± 3,5 × 324 ± 3,5	514,5 ± 3,5 × 416 ± 3,5
Röhrenlänge in mm	286 ± 6,5	349 ± 8
Schirmdiagonale in mm	421 ± 3,5	543 ± 3,5
Rasterfläche in mm	295 × 374	382,5 × 484
Diagonale der Rasterfläche in mm	400	514,5
Gewicht in kp	5	11

Fachbücher

H. Gottschalk

Bauelemente der elektrischen Steuerungstechnik

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK
Band 2
2. Auflage
VEB Verlag Technik, Berlin, 1963
80 Seiten, broschiert 4,80 DM

Entsprechend dem Charakter der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK werden in knapper, jedoch leicht verständlicher Form alle für die elektrische Steuerungstechnik wichtigen und typischen Bauelemente in zweckmäßiger Reihenfolge behandelt. Zunächst wird jeweils die Wirkungsweise erläutert und dann die Ausführungsform beschrieben. Hierbei wird in erster Linie auf Bauelemente eingegangen, die in der DDR gefertigt werden, ausländische Erzeugnisse werden nur dann angeführt, wenn sie von besonderer Bedeutung für die künftige Entwicklung sind. Die Darstellungen werden anschaulich durch eine Anzahl gut ausgewählter Bilder ergänzt.

Der rasche Absatz der ersten Auflage ist der beste Beweis dafür, daß einerseits ein echter Bedarf vorliegt und daß andererseits der Autor es verstanden hat, den Stoff klar und übersichtlich darzustellen. Die Überarbeitung für die zweite Auflage war sehr gründlich und bringt neben zahlreichen Verbesserungen in Text und Bild auch Erweiterungen durch neue Bauelemente. So wurden z. B. entsprechend ihrer wachsenden Bedeutung die kontaktlosen Steuerungen ausführlicher behandelt.

Im ganzen hat der Band durch die Überarbeitung wesentlich an Wert gewonnen und kann den Betriebspraktikern, Studierenden, aber auch den interessierten Schülern der polytechnischen Oberschule empfohlen werden.

Dr. Fritz Chemnitius

Differentiation und Integration ausgewählter Beispiele

5. Auflage
VEB Verlag Technik, Berlin, 1962
215 Seiten, 407 Beispiele, 12,— DM

Eingangs soll, um Mißverständnisse zu vermeiden, betont werden, daß es sich bei den ausgewählten Beispielen um reine mathematische Beispiele handelt. Damit soll jedoch keineswegs der Wert dieses Buches für den Elektrotechniker herabgesetzt werden, denn

bei Beispielen aus der Elektrotechnik wird auch die Anzahl der Beispiele eingeschränkt, da hierbei die physikalische Deutung der zu behandelnden Aufgaben hinzukommt und somit ein bedeutend größerer Platz notwendig wird. Im allgemeinen soll dieses Buch dazu dienen, daß man sich mit dem Durchrechnen der angeführten Beispiele eine größere Sicherheit beim Lösen mathematischer Aufgaben aneignet. In der Praxis sieht es doch vielfach so aus, daß der Elektrotechniker den Ansatz einer Gleichung festlegt, die die Funktion seiner Schaltung beschreibt, dann durch mathematische Weiterentwicklung zu einem Ausdruck gelangt, dessen Lösung ihm manchmal Schwierigkeiten bereiten kann. Hierbei soll ihm dieses Buch helfen, denn er kann sich anhand der Beispiele bequemer einen Lösungsweg suchen.
Nun noch zum Inhalt. Zu Anfang sind drei Übersichten aufgeführt, woraus man die Differentialquotienten der Elementarfunktionen, die Fundamentalintegrale und die vier wichtigsten Integrationsregeln erkennen kann. An diese Übersichten schließen sich zwei Hauptkapitel an, die Aufgaben der algebraischen und der transzendenten Funktionen enthalten. Weiterhin sind zwei Abschnitte über Aufgaben der Mehrfachintegrale sowie der Funktionen mehrerer Veränderlicher vorhanden. Der Anhang enthält weitere Aufgaben, die als Ergänzungen der erwähnten Kapitel dienen sollen. Um das Auffinden der einzelnen Integrale zu erleichtern, ist am Schluß ein Integralverzeichnis aufgeführt, das die Integrale mit den entsprechenden Seitenangaben enthält. *Orlik*

H. J. Fischer

Transistortechnik für den Funkamateur

2., erweiterte Auflage
Deutscher Militärverlag, Berlin
235 Seiten, 201 Bilder, zahlreiche Tabellen
Halblederin 9,60 DM

Das rasche Fortschreiten der Halbleitertechnik und die große Nachfrage nach einem einführenden praxisverbundenen Nachschlagewerk machten in kürzester Frist eine Neuauflage erforderlich.
Ausgehend von der Entwicklung der Transistortechnik über die physikalischen Grundlagen und elektrischen Kennwerte von Transistoren wird besonders die praxisverbundene Schaltungstechnik behandelt. In dem Abschnitt „Transistorpraxis" wird der Transistor als Spannungs- und Leistungsverstärker, als Schalter und Oszillator sowie als Impulserzeuger beschrieben.
Zweck des vorliegenden Buches ist es, dem ernsthaft arbeitenden Amateur und dem Techniker ein Grundwissen über die Wirkungsweise der Transistoren und ihre Anwendung zu vermitteln. Dabei werden mathematische Ableitungen möglichst vermieden und auch die Grundlagen nur kurz dargestellt; das Hauptgewicht dieses Fachbuches liegt auf der Transistorpraxis. Eine Reihe von erprobten Geräten wird beschrieben, und Kenndaten von deutschen und ausländischen Transistoren runden die Darstellung ab. Bei der zweiten Auflage wurden ein neues Kapitel über Rauschen bei Transistoren sowie mehrere neue Bauanleitungen hinzugefügt. Weiterhin wurde der Tabellenanhang erweitert, wobei das Vorliegen neuer sowjetischer Halbleiterbauelemente die Grundlage war.
Das Fachbuch wird vielen Amateuren und Technikern eine wertvolle Hilfe sein. *Belter*

Kurt Grauhering

Halbleiterbauelemente

2., bearbeitete Auflage
VEB Verlag Technik, Berlin
70 Seiten, 50 Bilder, broschiert 3,— DM

Ein wirkliches Verstehen der Probleme der Halbleitertechnik verlangt ein relativ breites Wissen auf vielen Gebieten, vor allem aber physikalische Vorstellungen über die in den Halbleitern ablaufenden Prozesse.
Die vorliegende kleine Broschüre behandelt in sachlich kurzer Form die physikalischen Grundlagen der Halbleiterbauelemente sowie Aufbau und Herstellung der Dioden und Transistoren. In besonders anschaulicher Form wird hierbei der interessante Herstellungsprozeß der erwähnten Bauelemente beschrieben.
Für die Produktionsarbeiter ist es wichtig, in der Ausbildung und Erwachsenenqualifizierung ein bestimmtes Minimum an naturwissenschaftlichen und technischen Kenntnissen auf diesem Gebiet zu erwerben. Dabei will diese Broschüre helfen, indem sie mit den unbedingt notwendigen theoretischen Grundlagen bekannt macht, den Aufbau der Halbleiterbauelemente aufzeigt und auf die Eigenheiten bei ihrer Produktion eingeht. Diese kleine Broschüre kann wirklich jedem empfohlen werden, der sich mit den Halbleitern, Dioden und Transistoren beschäftigen will. *Belter*

Harry Brauer

Vorsatzgeräte für den Kurzwellenempfang

Band 5 der Schriftenreihe „Der praktische Funkamateur" 2. Auflage
Deutscher Militärverlag, Berlin
103 Seiten, 55 Bilder, 10 Tafeln, broschiert 1,90 DM

Die Verwendung eines Kurzwellenvorsatzgerätes stellt gegenüber dem vollständigen Amateurfunkempfänger im überwiegenden Maße eine Kompromißlösung dar. Die Vorteile eines geschlossenen Stationsaufbaues gehen dabei meist verloren. Trotzdem befassen sich viele Funkamateure, wie auch die kurzfristige Neuauflage der vorliegenden Broschüre beweist, sehr eifrig mit dem Selbstbau von Vorsatzgeräten. Die Gründe hierfür sind sowohl ökonomischer wie auch technischer Natur. Das Heftchen hat sich mit seiner zweiten Auflage inhaltlich kaum verändert. Auf Grund der veränderten Materialsituation sind lediglich einige unkritische Ausführungen gestrichen worden. Dafür konnte aber die Serie der Drucktastenvorsetzer durch ein sehr leistungsfähiges Gerät mit zwei abstimmbaren Vorkreisen entsprechend erweitert werden. Außerdem wurden die Druckfehler und Textungenauigkeiten der ersten Auflage beseitigt.
Die Broschüre wird allen Kurzwellenfreunden erneut ein guter Ratgeber und praktischer Helfer sein. *Baier*

Aus

Nachrichentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik · Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 5 (1963)

■ Grundlagen und Möglichkeiten der automatischen Datenverarbeitung in der analytischen Meßtechnik

Unter automatischer Datenverarbeitung versteht man die Automatisierung der Auswertung vorher identifizierter Informationselemente innerhalb eines Objektbereichs durch Verknüpfung ihrer Wertinformation. Die Identifizierung der Informationselemente und die Verknüpfung ihrer Wertinformation stellen bereits eine Vorstufe der Tätigkeit adaptiver kybernetischer Systeme dar. Diese bilden die höchstentwickelte Stufe der Kybernetik überhaupt, die bekanntlich als Lehre von den selbstregelnden, selbststabilisierenden und selbstorganisierenden oder adaptiven Systemen erklärt wird.

■ Atom- und Moleküluhren — Frequenz- und Zeitnormale höchster Präzision

Infolge der Alterungserscheinungen der Quarzuhren können diese nicht anstelle der Erdumdrehung als Zeit- und Frequenznormal verwendet werden. Die Suche nach einem absoluten Frequenznormal führte zu der Überlegung, einen periodischen Vorgang aus dem atomaren Bereich als Grundlage zu wählen, da eine Änderung der atomaren Konstanten unwahrscheinlich ist. Eine derartige „Atomuhr" würde also eine stets gleichbleibende Frequenz liefern und damit den Vorgang der Zeit- und Frequenzmessung erleichtern und außerdem eine höhere Genauigkeit liefern. Bei einem physikalisch definierten Zeitsystem wäre unter Verwendung einer Atomuhr die Einheit sofort meßbar mit einer Genauigkeit, die theoretisch in der Größenordnung von 10^{-12} liegt.

■ Entwicklung eines breitbandigen Impulsoszillografen

Für die Untersuchung der Ummagnetisierungsvorgänge in schnell schaltenden Speicherelementen für elektronische Rechenmaschinen wurde ein Oszillograf benötigt, dessen Anstiegszeit bei einigen Nanosekunden liegt. An vielen Stellen ist man immer noch darauf angewiesen, solche Geräte selbst zu bauen. Es wird daher über Einzelheiten bei der experimentellen Ausführung eines Impulsoszillografen mit einer Bandbreite von 150 MHz, einer Zeitauflösung von 20 ns/cm und einer Eingangsempfindlichkeit von 50 mV/cm berichtet.

■ Kontinuierlich regelbarer ohmscher Hochfrequenz-Spannungsteiler in Kettenleiterschaltung

Es wird die frequenzunabhängige Regelung von Hochfrequenzspannungen mit einem ohmschen Schichtwiderstand der Anordnung zweier Widerstandsschichten nach Art eines Kettenleiters behandelt, wie er in Hochfrequenzmeßsendern und -leistungsgeneratoren zur Regelung der Ausgangsspannung seit einiger Zeit Verwendung findet. Aufbau und Bemessung für verschiedene Wellenwiderstände und Dämpfungen sowie die Regelmöglichkeiten in Verbindung mit einem Stufenregler werden beschrieben. Den Abschluß bilden Hinweise und Meßverfahren für die Prüfung des Frequenzganges und für die Eichung von Spannungsteilern in Meßgeneratoren.

■ Entwurf passiver RC-Filter

Aufbauend auf dem Begriff der „Zulässigen Funktion" für RC-Schaltungen werden ideale Approximations-Kennlinien und -Gesetze mit TP-, HP-, BP- und BS-Charakter entwickelt. Anschließend werden praktische Realisierungen besprochen, wobei im einzelnen auf eine einfache Näherungsvariante eingegangen wird. Die Arbeit dient als Grundlage für eine spätere aktive RC-Synthese.

■ Beitrag zur Berechnung zeitvariabler Netzwerke

In weitestgehender Anlehnung an die Rechentechnik zur Berechnung zeitinvarianter Netzwerke kann die spezielle Lösungsfunktion bei zeitvariablen Netzwerken auch über die Bestimmung der Übertragungs- bzw. Systemfunktion a (s, t), welche hier eine Funktion der Frequenz und der Zeit ist, gefunden werden. Jedoch muß zu deren expliziten Darstellung eine Differentialgleichung mit variablen Koeffizienten gelöst werden. Es werden Näherungsverfahren für diesen Zweck angegeben.

Abkürzungen der sowjetischen Fachliteratur für Funktechnik

Zusammengestellt von ALFONS DIX

KENNSCHLÜSSEL für Elektronenröhren und Halbleiterbauelemente sowjetischer Fertigung

Der Kennschlüssel für Elektronenröhren und Halbleiterbauelemente gemäß GOST 5461-59 besteht aus vier Kurzzeichenelementen (KZE). In den folgenden Tabellen ist der Kennschlüssel für die wichtigsten Röhrenarten und Halbleiterbauelemente angeführt.
Da in der Sowjetunion noch eine große Anzahl von Röhrentypen und Halbleiterbauelementen nach älteren GOST-Normen gefertigt werden und deren Kurzzeichenelemente in der Bedeutung vom neuen Kennschlüssel abweichen, wurden diese Kurzzeichenelemente mit in die Tabellen aufgenommen und mit einem (*) gekennzeichnet.

1. Empfänger- und Verstärkerröhren und Hochspannungsgleichrichterröhren (Kenotrons), die zur Kategorie der Empfängerröhren gehören

Bezeichnung	1. KZE	2. KZE	3. KZE	4. KZE	Beispiel
Diode	Zahl, die die U_f (abgerundet) angibt, z. B. 0,6; 6; 10	Д	Zahl, die die lfd. Nr. der Entwicklungsreihe des Röhrentyps angibt (Fabrikationsschlüssel)	Buchstabe, der bedeutet: С = Glaskolben (∅ > 25 mm) m. Sockel (meist Oktal) П = Miniaturröhre (∅ 19 mm) und Novalröhre (∅ 22,5 mm) Б = Subminiaturröhre (∅ 8,5 u. 10 mm) А = dto. (∅ 6 mm) Р = dto. (∅ 4 mm) Л = m. Sockelverriegelung (Loktalsockel) Ж = Eichelröhre К = Metall-Keramikausführung Д = m. Scheibeneinschmelzung M* = wie „С“, jedoch Metalleinfassung des Sockels ohne Bez. = Metallkolben	6Д3Д
Doppeldiode		Х			6Х7Б
Triode		С			6С17К
Doppeltriode		Н			6Н14П
Tetrode		Э			6Э5П
Endpentode und Beamtetrode		П			1П2Б
Pentode und Beamtetrode mit Regelcharakteristik		К			6К4П
Pentode und Beamtetrode ohne Regelcharakteristik		Ж			2Ж27Л
Pentode mit Sekundäremission		В			6В1П
Heptode: a) Doppelsteuerröhre mit zwei Steuergittern		А			6А10С
b) Mischröhre		Л*			6Л7*(Ы7)
Diode/Triode; Doppeldiode/Triode; Dreifachdiode/Triode		Г			6Г3П
Diode/Pentode; Doppeldiode/Pentode		Б			6Б2П
Triode/Pentode		Ф*)			6Ф1П
Triode/Hexode; Triode/Heptode; Triode/Oktode		И			6И1П
Abstimmanzeigeröhre		Е			6Е1П
Hochspannungsgleichrichterröhre (Kenotron)		Ц			5Ц4С

Anmerkung:

Sämtliche Röhrenarten dieser Gruppe, die sich von der Grundausführung durch zusätzliche Eigenschaften unterscheiden, haben nach dem 4. KZE und einem Gedankenstrich (—) folgende zusätzliche Bezeichnung:

В = Röhre von erhöhter Zuverlässigkeit und Festigkeit
Е = Röhre in Langlebensdauerausführung
И = Röhre für Impulsbetrieb

) mit Ausnahme der Röhrentypen 6Ф5С (Triode), 6Ф6С* (Endpentode), 6Ф6М1* (Pentode) und 4Ф6С* (Endpentode).

2. Elektronenstrahlröhren

Bezeichnung	1. KZE	2. KZE	3. KZE	4. KZE	Beispiel
Bildröhre und Oszillografenröhre mit elektrostatischer Ablenkung	Zahl, die (abgerundet) den Schirmdurchmesser bzw. die -diagonale angibt (in cm)	ЛО	Zahl, die die lfd. Nr. der Entwicklungsreihe des Röhrentyps angibt (Fabrikationsschlüssel)	Buchstabe, der die Floreszenz des Leuchtschirms angibt: А = blau (auch С*) Б = weiß (auch В) Г = violett Ж = hellblau-grünlich И = grün (auch З*) К = rosa Л = blau-violett М = hellblau (auch Д) П = rot Р = violett-blau Ц = Mosaik aus 3 Farben: blau, grün und rot Е = aus 2 abwechselnden Streifen bestehend: orange/hellblau (auch orange/grün) П* = nachleuchtend К* = kurz nachleuchtend	31ЛО33Б
Oszillografenröhre mit elektromagnetischer Ablenkung		ЛМ			31ЛМ32Ж
TV-Bildröhre mit elektromagnetischer Ablenkung (Fokussierung elektromagnetisch oder statisch) und TV-Projektionsbildröhre (beide für Schwarz-Weiß- und Farbfernsehen)		ЛК			43ЛК2Б
TV-Bildaufnahmeröhre (Ikonoskop, Orthikon, Vidicon)	Л	И			ЛИ17

Anmerkung:

1. Elektronenstrahlröhren für spezielle Zwecke (TV-Bildaufnahmeröhren und einige Typen von Oszillografenröhren) haben kein 4. KZE.
2. Bei Bildröhren werden der Ablenkungswinkel und die Art der Fokussierung nicht angegeben. Diese Eigenschaften werden mit dem 3. KZE (Fabrikationsschlüssel) ausgedrückt.
3. Farbfernsehbildröhren mit Mosaikstruktur haben als 4. KZE ein „Ц“ und Farbfernseh-Projektionsbildröhren ein „А“ für blau, ein „И“ für grün und ein „П“ für rot.
4. Für einige Typen von Oszillografenröhren wurden die alten Bezeichnungen beibehalten (z. B. ЛО-247*: ∅ 7 cm).